

Б. А. ПАВЛОВ

СИНХРОННЫЙ ПРИЕМ



МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

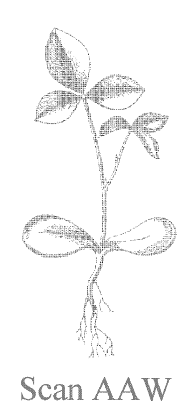
Выпуск 933

Б. А. ПАВЛОВ

СИНХРОННЫЙ ПРИЕМ



МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1977



6Ф2.124
П 12
УДК 621.396.62

БОРИС АЛЕКСАНДРОВИЧ ПАВЛОВ

Синхронный прием

Редактор Е. Б. Гумеля
Редактор издательства А. Г. Козлова
Художественный редактор Т. Н. Хромова
Технический редактор М. П. Осипова
Корректор А. К. Улегова

ИБ № 547

Сдано в набор 21/VII 1976 г. Подписано к печати 24/XII 1976 г. Т-23311
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 1 Усл. печ. л. 4,2
Уч.-изд. л. 5,28 Тираж 30 000 экз. Зак. 786 Цена 24 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Павлов Б. А.

П 12 Синхронный прием. М., «Энергия», 1977.

80 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 935).

В книге изложены основы метода синхронного детектирования, обеспечивающего помехоустойчивый и избирательный прием. Рассмотрена работа отдельных узлов синхронного демодулятора. Приведены описания промышленных и радиолюбительских конструкций синхронных приемников.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

П $\frac{30404\text{-}030}{051(01)\text{-}77}$ 180-76 6Ф2.124

ПРЕДИСЛОВИЕ

Синхронное детектирование впервые было предложено в 1934 г. советским ученым Е. Г. Момотом. В настоящее время оно является одним из перспективных направлений в создании избирательных схем без колебательных контуров, пригодных для выполнения на интегральных компонентах.

Метод синхронного детектирования позволяет повысить шумовую помехоустойчивость и чувствительность УКВ приема до уровня сигналов тропосферного распространения. Сейчас этот метод используется в основном при приеме частотно-модулированных сигналов в космической связи. Более широкое распространение методов синхронного детектирования позволило бы значительно увеличить дальность связи, а следовательно, и общую площадь, охваченную телевидением и радиовещанием.

Цель настоящей книги — познакомить читателя с теорией синхронного приема и на конкретных примерах показать его возможности.

Автор

Глава первая

ОСНОВЫ СИНХРОННОГО ПРИЕМА

ПРИНЦИП СИНХРОННОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ АМ СИГНАЛОВ

Пусть на вход амплитудного детектора подается высокочастотный сигнал синусоидальной формы (рис. 1). Представим его графически как проекцию на вертикальную ось вектора OA, вращающегося с угловой скоростью ω_c. Напряжение на выходе детектора пропорционально амплитудному значению высокочастотного сигнала, т. е. длине вектора OA. При синусоидальной модуляции

$$OA=U_c(1+m\sin\Omega t), \qquad (1)$$

где m — глубина амплитудной модуляции; Ω — модулирующая частота; U_c — амплитуда несущей.

В реальных условиях в диапазоне радиоволн работает большое количество передающих станций, промышленных и медицинских установок; кроме того, на вход приемника поступают атмосферные, космические, тепловые шумы. Возникает вопрос о выделении полезного сигнала.

Рассмотрим случай, показанный на рис. 2, когда кроме полезного сигнала OA на детектор действует помеха AC с дискретной частотой $\omega_п$. Такой помехой может быть напряжение несущей частоты передатчика, работающего в соседнем канале.

Разложим вектор помехи AC на синфазную и ортогональную составляющие. Синфазная составляющая помехи AB совпадает по фазе с напряжением сигнала, ортогональная BC сдвинута на 90°. Когда отношение напряжения несущей частоты к напряжению помехи на входе детектора велико, амплитуда выходного сигнала OC почти не зависит от ортогональной составляющей помехи, т. е. $OC\approx OB$. Спектр радиочастотного сигнала (рис. 3,*а*), в который входят несущая частота ω_c, боковые частоты $\omega_c\pm\Omega$ и синфазная составляющая помехи $\omega_п$, после детектирования включает в себя модулирующий сигнал и помеху разностной частоты (рис. 3,*б*). Фильтр нижних частот, характеристика которого показана пунктирной линией, пропускает модулирующий сигнал с частотой Ω и подавляет помеху разностной частоты $\omega_п-\omega_c$.

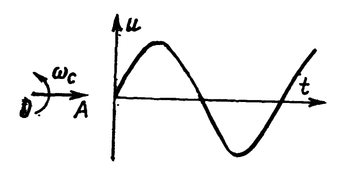
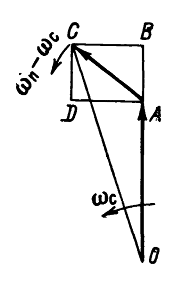


Рис. 1. Векторное изображение высокочастотного сигнала.

С увеличением напряжения помехи на входе детектора (рис. 4) ее ортогональная составляющая все больше влияет на амплитуду

Рис. 2. Сумма сигнала и слабой помехи.



входного сигнала, т. е. $OC \neq OB$, и наступает порог помехоустойчивости — явление резкого уменьшения отношения сигнал/помеха на выходе приемника при незначительном уменьшении этого отношения на входе. Высокочастотный спектр сигнала на входе детектора показан на рис. 5,*а*. На выходе амплитудного детектора (рис. 5,*б*) помеха с частотой $\omega_п - \omega_c - \Omega$ находится в полосе пропускания фильтра нижних частот, а полезный сигнал модулирующей частоты Ω практически отсутствует.

Таким образом, для избирательного приема необходимо поддерживать на входе детектора высокое отношение сигнал/помеха. Обычно с этой целью в усилительных каскадах до детектора ставят полосовые фильтры, состоящие из колебательных контуров. Однако этот способ имеет недостатки. Надежность катушек индуктивности невелика. Полоса пропускания колебательного контура соизмерима с шириной спектра радиосигнала, и если узкополосная помеха совпадает по частоте с полезным сигналом, отфильтровать ее невозможно. Замена колебательных контуров активными *RC*-фильтрами не дает требуемой стабильности.

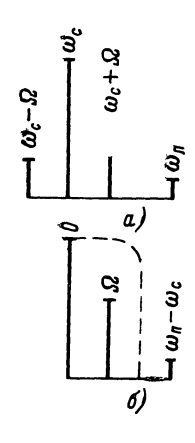
Возможен другой способ увеличения отношения сигнал/помеха. Для этого на вход детектора вместе с напряжением сигнала подается напряжение гетеродина, совпадающее по частоте и фазе с несущей частотой сигнала. Такое детектирование называется синхронным.

Аналитические выражения для процесса синхронной демодуляции весьма простые. На вход детектора поступает амплитудно-модулированный сигнал

$$u_c = U_c (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_c t \tag{2}$$

и помеха

$$u_п = U_п \sin \omega_п t, \tag{3}$$



которые линейно перемножаются с напряжением синхронного гетеродина

$$u_{с.г} = U_{с.г} \sin \omega_c t. \tag{4}$$

Отбросив высокочастотную и постоянную составляющие, запишем выходное напряжение детектора:

$$u_0 = kmU_c U_{с.г} \sin \Omega t + kU_п U_{с.г} \cos (\omega_п - \omega_c) t, \tag{5}$$

где $kU_{с.г}$ — коэффициент передачи детектора.

Разностная частота помехи и сигнала $\omega_п - \omega_c$ не проходит через фильтр нижних частот, если она больше высшей частоты, пропускаемой фильтром.

Рис. 3. Частотные спектры АМ детектора при действии сигнала и слабой помехи.
а — входной; *б* — выходной.

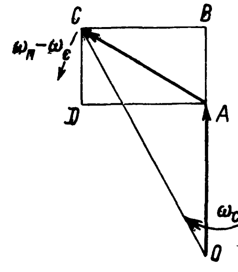


Рис. 4. Сумма сигнала и сильной помехи.

Синхронные приемники АМ колебаний делятся на одноканальные и двухканальные. Структурная схема одноканального синхронного приемника (рис. 6) мало отличается от схемы некогерентного приемника и соответствует супергетеродину с нулевой промежуточной частотой. Она включает в себя полосовой фильтр, усилитель высокой частоты, АМ детектор, синхронный гетеродин, фильтр нижних частот и усилитель низкой частоты. В синхронном приемнике отсутствуют паразитные зеркальные каналы и входная цепь должна подавлять только помехи, кратные по частоте принимаемому сигналу. При коэффициенте перекрытия по диапазону менее двух вместо входной цепи можно поставить неперестраиваемый полосовой фильтр. Необходимую избирательность приемника получают после детектора в фильтре нижних частот, который также не требует настройки. Действительно, в обычном приемнике с промежуточной частотой 465 кГц отклонение емкости или индуктивности колебательного контура на 10% приводит к изменению частоты настройки на 20 кГц; в синхронном приемнике такая же неточность подбора сопротивления или емкости в избирательном фильтре нижних частот вызывает только незначительное изменение полосы пропускания фильтра или его коэффициента передачи.

В двухканальном синхронном приемнике, структурная схема которого показана на рис. 7, используется фазокомпенсационный способ выделения сигнала только одной боковой полосы. В этом случае можно подавить помеху, даже если она совпадает по частоте со спектром полезного сигнала. Сущность фазокомпенсационного способа состоит в использовании эффекта взаимной компенсации одной из боковых составляющих спектра сигнала, если соблюдаются определенные фазовые соотношения между напряжением синхронного гетеродина и низкочастотными колебаниями.

Напряжение синхронного гетеродина (вектор OO_1 на рис. 8,*а*) на детекторе первого канала сдвинуто по фазе относительно несущей сигнала на угол $+45°$, на детекторе второго — на угол $-45°$. В каждом канале верхняя и нижняя боковые полосы частот принимаемого сигнала (на рис. 8,*а* это соответственно векторы $O_1A_в$, $O_1A_н$ и $O_2A_в$, $O_2A_н$) перемножаются с напряжением гетеродина. Продетектированное напряжение первого канала (рис. 8,*б*) сдвигается в низкочастотном фазовращателе на 90° (рис. 8,*в*). После сложения в сумматоре с продетектированным напряжением второго канала (рис. 8,*б*) на

Рис. 5. Частотные спектры АМ детектора при действии сигнала и сильной помехи.
а — входной; *б* — выходной.

выходе приемника получаются только колебания с разностной частотой синхронного гетеродина и нижней боковой полосы. Помеха, частота которой выше несущей частоты принимаемого сигнала, будет подавлена. Если частота помехи ниже частоты несущей, то, чтобы подавить помеху, нужно сдвинуть на 90° сигнал не в первом, а во втором канале или вместо сложения напряжений произвести вычитание.

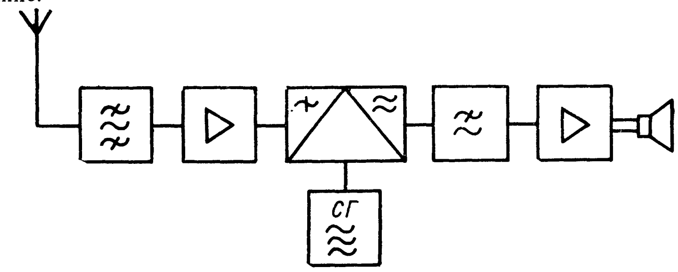


Рис. 6. Структурная схема одноканального синхронного приемника.

Уровень подавления одной из боковых полос обратно пропорционален погрешности согласования каналов по коэффициенту усиления и фазе, поэтому требуется строгое равенство коэффициентов усиления и точное выполнение низкочастотного и высокочастотного фазовращателей. Это достигается тщательным подбором элементов схемы.

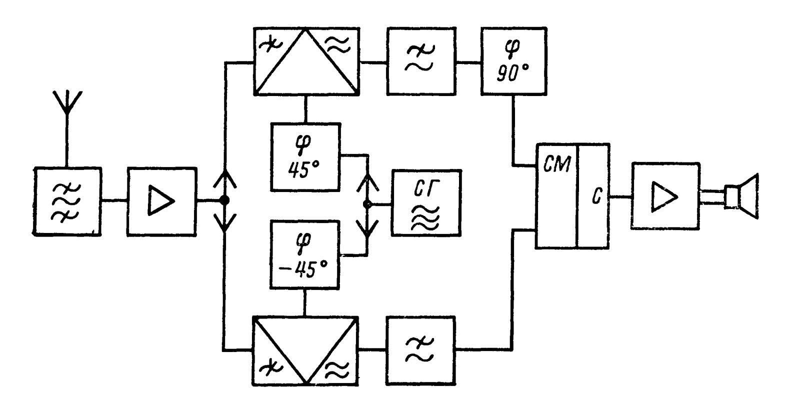


Рис. 7. Структурная схема двухканального синхронного приемника.

Рассмотренный двухканальный приемник детектирует двухполосные АМ сигналы с подавленной несущей и одной боковой полосой. Способ демодуляции совпадает с фазовым методом формирования однополосных сигналов, в результате чего возможно схемное объединение приемника и передатчика. Преимущество фазокомпен-

сационного способа приема однополосных сигналов по сравнению с фильтровым состоит в том, что принципиально возможно получить асимметричную амплитудно-частотную характеристику с крутым спадом со стороны несущей. Это позволило бы хорошо воспроизводить низкие частоты звукового диапазона.

Если синхронный приемник (одноканальный или двухканальный) имеет еще один смеситель и перестраиваемый гетеродин, такие же, как и в обычном некогерентном приемнике, то его структурная схема соответствует супергетеродину с двойным преобразованием частоты и второй промежуточной частотой, равной нулю. Такой синхронный приемник принято называть приемником с дополнительным преобразованием.

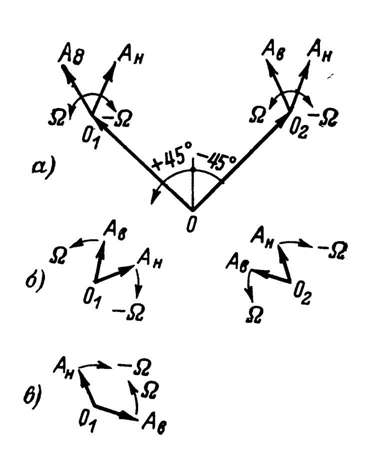


Рис. 8. Векторные диаграммы сигналов в двухканальном синхронном приемнике.

В приемниках однополосных сигналов условие синхронности сигнала гетеродина и несущей частоты не обязательно. В этом случае нестабильность частоты гетеродина вызывает лишь сдвиг спектра продетектированного низкочастотного сигнала. При двухполосной амплитудной модуляции невыполнение этого условия приводит к появлению биений на выходе приемника с разностной частотой гетеродина и сигнала.

Остановимся на способах получения синфазных колебаний. Выделить несущую частоту полезного сигнала можно с помощью узкополосного фильтра. Но из-за недостаточно узкой полосы пропускания на выход фильтра вместе с несущей частотой попадают боковые составляющие спектра амплитудно-модулированного сигнала. Эти составляющие, перемножаясь в синхронном детекторе с входным сигналом, приводят к появлению на выходе приемника напряжения с двойной частотой модуляции. Поэтому после усилителя напряжения несущей частоты ставят ограничитель и фильтр, подавляющий побочные продукты ограничения. В синхронном приемнике с дополнительным преобразованием в качестве фильтров для выделения несущей частоты применяются кварцевые или пьезокерамические резонаторы. В одноканальном приемнике без дополнительного преобразования (см. рис. 6) для выделения несущей частоты вместо синхронного гетеродина используется перестраиваемый резонансный колебательный контур, полоса пропускания которого сужается за счет регенерации. С увеличением коэффициента обратной связи возникает автогенерация.

Под действием высокочастотного входного напряжения автогенератор изменяет свою частоту и фазу на частоту и фазу входного напряжения. Это позволяет получить колебания, совпадающие по фазе и частоте с несущей частотой сигнала.

На рис. 9 показана зависимость от частоты минимального входного управляющего напряжения $u_у$, которым может синхронизироваться обычный автогенератор. Если несущая частота принимаемого

сигнала ω_c близка к собственной частоте автогенератора $\omega_{cг}$, последний захватывается слабым напряжением сигнала и не реагирует на большие уровни напряжения помехи, частота которой значительно отличается от частоты несущей. Зависимость, показанная на рис. 9, является характеристикой избирательности цепи синхронизации. При амплитудной модуляции принимаемого сигнала благодаря цепочке автоматического смещения изменяется средняя крутизна характеристики нелинейного усилительного элемента, а напряжение на

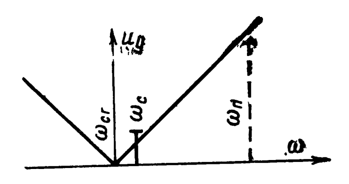


Рис. 9. Характеристика избирательности цепи синхронизации.

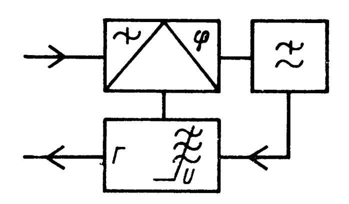


Рис. 10. Структурная схема выделения несущей с помощью ФАПЧ.

контуре автогенератора остается постоянным. Однако нелинейный элемент обладает свойством подавлять слабый сигнал в пользу сильного. Поэтому при большой помехе ограничение нежелательно, так как выходное отношение сигнал/помеха уменьшается.

Лучшие результаты из всех способов выделения несущей дает система синхронизации с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). В структурную схему (рис. 10) входят: фазовый детектор, фильтр нижних частот и управляемый по частоте гетеродин. На фазовый детектор подаются напряжения входного сигнала и гетеродина, а в двухканальном приемнике с подавленной несущей — сигналы низкой частоты первого и второго каналов. Если собственные колебания гетеродина отличаются только по фазе от входного сигнала, напряжение на выходе фазового детектора будет пропорционально напряжениям входного сигнала, гетеродина и разности их фаз. Это напряжение через фильтр нижних частот поступает на управляющий элемент, который изменяет частоту настройки резонансного контура гетеродина так, что разность фаз сигнала и гетеродина уменьшается, в результате чего автогенератор синхронизируется несущей частотой сигнала. Когда на систему фазовой автоподстройки частоты одновременно с сигналом действует помеха, частота которой отличается от несущей частоты сигнала, на выходе фазового детектора возникают колебания с разностной частотой синхронного гетеродина и помехи. Эти колебания подавляются в фильтре нижних частот и практически не влияют на настройку контура синхронного гетеродина.

Представляет интерес простейший способ синхронного приема с общим каналом для несущей частоты и боковых полос сигнала. В приемнике прямого усиления, выполненном по типовой схеме, полоса пропускания радиочастотного тракта выбирается значительно меньше ширины спектра сигнала. В результате обеспечивается большое отношение напряжений сигнал/помеха и, следовательно, линей-

ная работа амплитудного детектора. Подавление в усилителе высокой частоты боковых составляющих амплитудно-модулированного сигнала компенсируется соответствующим подъемом характеристики в усилителе низкой частоты.

ПРИНЦИП СИНХРОННОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ЧМ СИГНАЛОВ

В последние годы метод синхронного детектирования находит применение в приемниках частотно-модулированных сигналов. Частотно-модулированное колебание можно представить проекцией вектора *OA*, который вращается с угловой скоростью

$$\omega_c = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t, \qquad (6)$$

где $\Delta\omega$ — девиация частоты, Ω — модулирующая частота.

Рассмотрим движение этого вектора в системе координат, вращающейся с угловой скоростью ω_0 (рис. 11). Когда значение $\sin \Omega t$ становится отрицательным, вращение вектора происходит в обратном направлении. Чем больше модулирующая частота, тем меньше

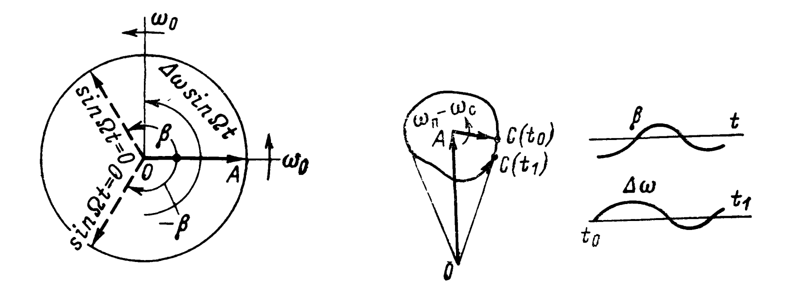


Рис. 11. Векторное изображение ЧМ сигнала.

Рис. 12. Сумма немодулированного сигнала и слабой помехи.

время вращения вектора в одном направлении и тем на меньший угол отклоняется вектор от среднего положения. Максимальное отклонение частоты $\Delta\omega$ и отклонение фазы β связаны соотношением $\Delta\omega = \beta\Omega$.

Слабая помеха *AC* (рис. 12) при немодулированном сигнале *OA* вызывает небольшое колебательное отклонение вектора суммы *OC* с разностной частотой помехи и сигнала. Выходное напряжение частотного детектора пропорционально разностной частоте. При помехе с равномерным радиочастотным спектром низкочастотный спектр помехи получается треугольным (рис. 13). Фильтр нижних частот, стоящий после детектора, не пропускает высокочастотные составляющие помехи. Если входной сигнал промодулирован по частоте, отношение напряжений сигнал/помеха на выходе приемника намного больше, чем на входе. Выигрыш в помехоустойчивости возрастает с увеличением отклонения фазы β. Применение широкополосной частотной модуляции обеспечивает высококачественный прием УКВ радиовещания в зоне прямой видимости передатчика. Благодаря введению высокочастотной предкоррекции при передаче получается дополнительный выигрыш в помехоустойчивости и отношение мощ-

ностей сигнал/помеха на выходе радиовещательного приемника в 170 раз больше, чем на входе.

Иначе происходит детектирование при сильной помехе. Вектор суммы сигнала и сильной помехи может совершить быстрый скачок фазы на угол $\beta=2\pi$ (рис. 14). Это происходит в моменты, когда синфазная составляющая помехи больше сигнала, а ортогональная составляющая меняет знак на противоположный. Низкочастотный

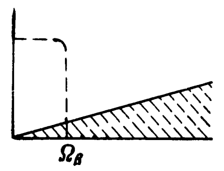


Рис. 13. Выходной спектр частотного детектора при действии немодулированного сигнала и слабой помехи.

спектр такой помехи равномерный (рис. 15). Изменение выходного спектра частотного детектора с треугольного на равномерный приводит к резкому увеличению помех на выходе фильтра нижних частот. Линейная зависимость между входным $\rho_{вх}$ и выходным $\rho_{вых}$ отношениями сигнал/помеха нарушается, и наступает порог помехоустойчивости частотной модуляции (рис. 16).

Для снижения порога помехоустойчивости приложим дополнительно к частотному детектору напряжение от гетеродина, синхро-

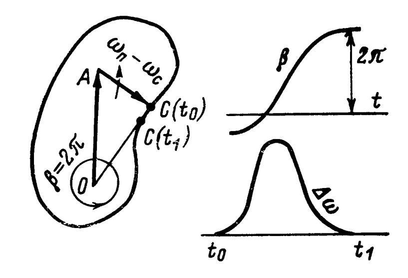


Рис. 14. Сумма немодулированного сигнала и сильной помехи.

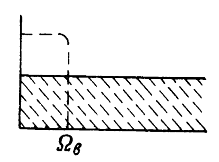


Рис. 15. Выходной спектр частотного детектора при действии немодулированного сигнала и сильной помехи.

низированного средней частотой ЧМ колебания. Помеха не может превысить напряжение гетеродина, поэтому аномальных скачков фазы, вызывающих равномерный низкочастотный шум, не будет, а отклонение фазы β уменьшится. Для широкополосной частотной модуляции это уменьшение непропорционально первоначальному отклонению фазы. Возникающие при детектировании нелинейные искажения устраняются введением отрицательной обратной связи по фазе: выходное напряжение детектора управляет фазой синхронного гетеродина так, что разность фаз напряжений сигнала и гетеродина уменьшается. Цепь обратной связи выполняется так же, как в системе синхронизации с фазовой автоподстройкой частоты.

Рассмотрим работу классического частотного детектора. Для

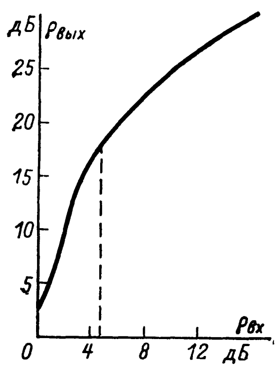


Рис. 16. Зависимость между входным и выходным отношениями сигнал/помеха в радиовещательном ЧМ приемнике.

этого вспомним основное свойство колебательного контура: если от него отключить внешний источник напряжения, то при достаточно высокой добротности в контуре некоторое время будет существовать затухающее колебание, по которому мы можем судить о воздействовавшем напряжении. Иначе говоря, колебательный контур обладает свойством «кратковременной памяти».

Схема частотного детектора показана на рис. 17,*а*. На диод $Д_1$ поступает сумма векторов, а на диод $Д_2$ — разность векторов напряжений колебательного контура $U_к$ и сигнала $U_с$. Контур LC имеет индуктивную связь со входом. Если частота входного сигнала и частота настройки контура совпадают (рис. 17,*б*), разность фаз сигнала и колебаний контура равна 90° и амплитуды напряжений на диодах $Д_1$ и $Д_2$ одинаковы. В этом случае напряжение на выходе частотного детектора, определяющееся разностью амплитуд, отсутствует (полярность включения диода $Д_2$ следует изменить).

Пусть частота входного сигнала увеличилась, т. е. фаза стала нарастать быстрее. Благодаря свойству «кратковременной памяти» частота колебания контура осталась прежней. Разность фаз (рис. 17,*в*) сигнала и колебаний контура увеличивается. Длина вектора суммы теперь не равна длине вектора разности и амплитуды напряжений на диодах $Д_1$ и $Д_2$ неодинаковы. Появляется напряжение на выходе детектора, значение которого пропорционально отклонению частоты входного сигнала.

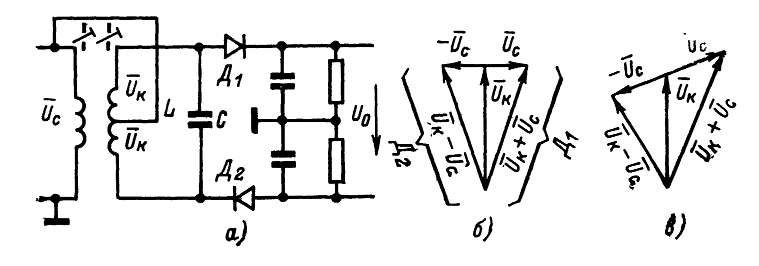


Рис. 17. Частотный детектор.

а — схема; *б*, *в* — векторные диаграммы напряжений.

В целом работа частотного детектора сводится к измерению длины вектора A_0A_1 (рис. 18), который равен разности между векторами сигнала и колебаний контура, т. е. к сравнению прямого OA_1 и задержанного OA_0 сигналов. Такой метод приема называется автокорреляционным. Для повышения помехоустойчивости необходимо

увеличить время задержки. При этом длина разностного вектора A_0A_1, вызванная частотной модуляцией сигнала, увеличится, а средняя длина разностного вектора, вызванная помехой, останется без изменений.

Значительное увеличение задержки приводит к тому, что длина разностного вектора становится непропорциональной разности фаз и, значит, отклонению частоты. Это справедливо для вектора A_0A_2, соответствующего отклонению фазы β_2 (рис. 18). При дальнейшем

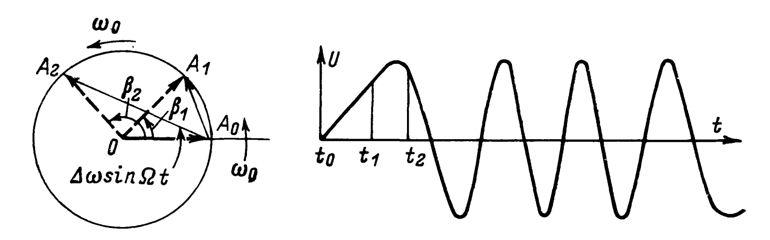


Рис. 18. Автокорреляционный метод приема ЧМ сигналов.

увеличении задержки характеристика частотного детектора становится периодической в пределах полосы, занимаемой ЧМ сигналом. Чтобы уменьшить нелинейные искажения, вводят отрицательную обратную связь, для чего используют систему фазовой автоподстройки частоты. Задержку в этом случае выполняет фильтр нижних частот в цепи ФАПЧ.

В зависимости от характеристик системы ФАПЧ синхронные ЧМ приемники делятся на два типа: бесконтурные приемники и приемники с максимальной чувствительностью.

Выигрыш в отношении сигнал/помеха на выходе ЧМ приемника по сравнению с этим же отношением на входе получается благодаря тому, что ЧМ сигнал, занимая более широкой спектр частот, чем модулирующая частота, имеет большую пропускную способность.

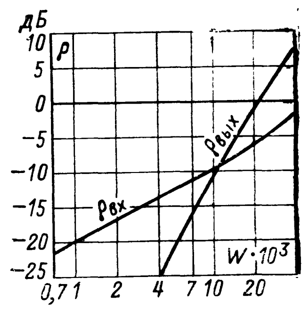


Рис. 19. Пропускная способность трактов ЧМ радиовещания.

На рис. 19 показаны зависимости отношения сигнал/помеха на входе $\rho_{вх}$ и выходе $\rho_{вых}$ приемника от пропускной способности высокочастотного и низкочастотного трактов. При построении кривых учтены коррекция предыскажений и распределение спектров высокочастотного и модулирующего сигналов. Выходной низкочастотный спектр помехи предполагается треугольным.

Приравнивая пропускные способности трактов по высокой и низкой частоте, можно определить выигрыш, получаемый при частотной модуляции, как разность выходного и входного отношений сигнал/помеха, выраженных в децибелах. Синхронный ЧМ приемник с оптимальными параметрами позволяет получить помехоустойчивость, близкую к помехоустойчивости идеального приемника.

СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Рассмотрим более подробно систему ФАПЧ, структурная схема которой показана на рис. 10. Она может использоваться для выделения несущей частоты амплитудно-модулированного колебания или для помехоустойчивого детектирования сигналов с частотной модуляцией.

При отсутствии помех и небольшой расстройке сигнала относительно собственной частоты синхронного гетеродина рабочий участок характеристики фазового детектора можно считать линейным. В этом случае коэффициент передачи замкнутой цепи ФАПЧ определяется по формуле, известной из линейной теории обратной связи:

$$\overline{K}_{\text{о.с}} = \overline{K}_0 (1 + \overline{B}\,\overline{K}_0)^{-1}, \qquad (7)$$

где $\overline{K}_{\text{о.с}}$ — коэффициент передачи системы с замкнутой цепью обратной связи; $\overline{K}_0$ — коэффициент передачи системы с разомкнутой цепью обратной связи; $\overline{B}$ — коэффициент передачи с выхода системы на вход.

За коэффициент передачи системы $\overline{K}_\varphi$ примем отношение управляющего напряжения синхронного гетеродина к отклонению фазы входного сигнала:

$$\overline{K}_\varphi = K_{\text{ф.д}} \overline{K}_{\text{ф}} (1 + K_{\text{ф.д}} \overline{K}_{\text{ф}} K_{\text{у}} \overline{K}_{\text{с.г}})^{-1}, \qquad (8)$$

где $K_{\text{ф.д}}$ — коэффициент передачи фазового детектора; $\overline{K}_{\text{ф}}$ — коэффициент передачи фильтра нижних частот; $K_{\text{у}}$ — коэффициент передачи управляющей схемы. Значения этих коэффициентов подставляются из выражений (17), (18), (19), (22), (27). Коэффициент передачи синхронного гетеродина $K_{\text{с.г}} = 1/j\Omega$.

Нормированная амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи в зависимости от разностной частоты сигнала синхронного гетеродина и помехи или модулирующей частоты ЧМ колебания показывает, во сколько раз угловая модуляция синхронного гетеродина меньше, чем модуляция суммы сигнала и помехи на входе системы ФАПЧ. Эта характеристика описывается формулой

$$\gamma_\Omega = \sqrt{\frac{1 + m^2\tau^2\Omega^2}{1 + [(m\tau + 1/\Omega_{\text{у}})^2 - 2\,\tau/\Omega_{\text{у}}]\Omega^2 + (\tau/\Omega_{\text{у}})^2\,\Omega^4}}, \qquad (9)$$

где Ω — разность частот синхронного гетеродина и помехи или модулирующая частота ЧМ колебания; m — параметр фильтра, определяемый соотношением емкостей или сопротивлений; τ — постоянная времени фильтра нижних частот; $\Omega_{\text{у}}$ — полоса удержания системы, равная отклонению частоты синхронного гетеродина при максимальном выходном напряжении фазового детектора.

Выходное напряжение фазового детектора увеличивается с ростом напряжения входного сигнала, поэтому полоса удержания пропорциональна амплитуде входного сигнала.

Нормированные характеристики коэффициента передачи цепи фазовой автоподстройки частоты показаны на рис. 20, где за

обобщенную расстройку x и переменный параметр ζ приняты выражения:

$$x = \sqrt{\tau/\Omega_у}\,\Omega; \tag{10}$$

$$\zeta = 0{,}5\,(m\sqrt{\Omega_у\tau} + 1/\sqrt{\Omega_у\tau}). \tag{11}$$

Круговая диаграмма позволяет при заданной расстройке одновременно определить амплитуду и фазу коэффициента передачи. Достаточно просто находятся частоты, на которых характеристика имеет максимум или равна единице:

$$\Omega^2_{макс} = (\sqrt{1 + 2m^2\Omega_у\tau} - 1)/m^2\tau^2; \tag{12}$$

$$\Omega^2_1 = 2\Omega_у/\tau. \tag{13}$$

Эти точки можно принять за контрольные при настройке системы с помощью ЧМ генератора.

Как видно из выражения (9), за пределами полосы пропускания коэффициент передачи системы уменьшается обратно пропорционально разности частот гетеродина и помехи, чем и объясняются избирательные свойства системы. Когда параметр фильтра равен нулю, подавление помехи становится пропорциональным квадрату разности частот синхронного гетеродина и помехи. Избирательность в этом случае лучше, чем в схеме с непосредственным захватом частоты гетеродина внешним высокочастотным сигналом но частотная характеристика имеет значительную неравномерность в полосе пропускания.

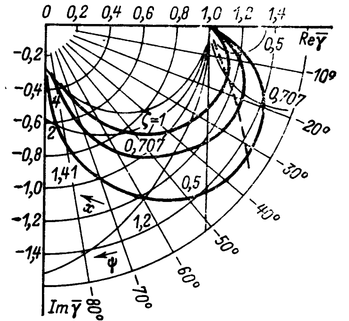


Рис. 20. Круговая диаграмма коэффициента передачи системы ФАПЧ.

Амплитудно-частотная характеристика системы ФАПЧ без фильтра совпадает с характеристикой избирательности гетеродина, синхронизированного входным высокочастотным сигналом:

$$\gamma_\Omega = 1/\sqrt{1 + (\Omega/\Omega_у)^2}. \tag{14}$$

При большом уровне входного сигнала может произойти самовозбуждение цепи фазовой автоподстройки частоты. Требование безусловной устойчивости схемы записывается в виде

$$\tau_п \ll m\tau + 1/\Omega_у, \tag{15}$$

где $\tau_п$ — сумма постоянных времени паразитных цепей.

Для обеспечения устойчивости следует уменьшать постоянные времени цепей, образованных выходными сопротивлением и емкостью фазового детектора, управляющей схемы, усилителя, колебательного контура синхронного гетеродина. Таким образом, все каскады, входящие в замкнутую цепь ФАПЧ, должны быть широкополосными. Труднее всего спроектировать устойчивую систему ФАПЧ с интегрирующим фильтром.

В бесконтурных приемниках недостатком системы ФАПЧ может быть гистерезис настройки. Чтобы произошел захват частоты син-

хронного гетеродина несущей частотой сигнала, расстройка гетеродина должна находиться в пределах полосы пропускания системы. Если же после захвата увеличивать разность собственной частоты синхронного гетеродина и частоты входного сигнала, срыв синхронизации произойдет только тогда, когда эта разность станет равной полосе удержания (рис. 21). Например, если приемник был настроен

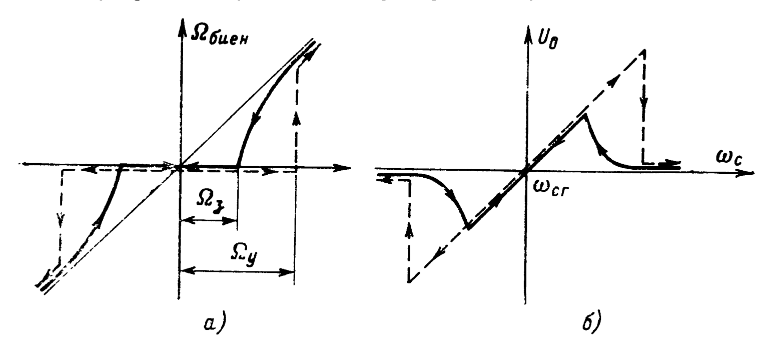


Рис. 21. Определение полосы удержания $\Omega_у$ и полосы захвата $\Omega_з$ в системе ФАПЧ.

а — по разности частот сигнала и гетеродина; *б* — по выходному напряжению фазового детектора.

на мощную местную станцию, для сигнала которой полоса удержания достаточно велика, становится невозможно, не разрывая цепи обратной связи в петле ФАПЧ, перестроиться на соседнюю по частоте, но далеко расположенную станцию, сигнал которой слаб. Такой же недостаток имеют все инерционные схемы с автоматической подстройкой частоты гетеродина или с подстройкой колебательного контура, который используется для выделения несущей. На рис. 22 показана зависимость полосы захвата от параметров системы. Чтобы уменьшить гистерезис при заданной полосе пропускания системы, произведение полосы удержания на постоянную времени фильтра нижних частот не следует выбирать больше единицы.

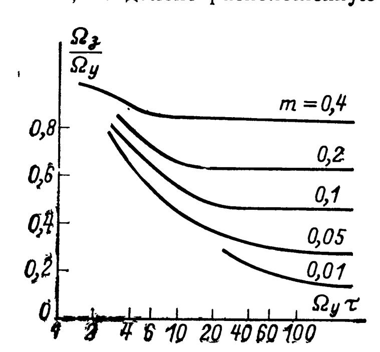


Рис. 22. Зависимость нормированной полосы захвата от параметров системы ФАПЧ.

В переносных радиоприемниках длинных и средних волн возможно кратковременное пропадание сигнала, вызванное изменением ориентации магнитной антенны. Когда сигнал на вход приемника не поступает, синхронизация гетеродина срывается. Чтобы после появления сигнала произошло восстановление синхронности, полоса захвата цепи синхронизации должна быть больше, чем уход частоты

гетеродина. Расчет системы ФАПЧ для приемника без колебательных контуров проводится в следующем порядке: вычисляется нестабильность частоты синхронного гетеродина, по заданной нестабильности определяется полоса захвата, а по ней — полоса удержания системы и постоянная времени интегрирующего фильтра в цепи управления.

Теперь рассмотрим характеристики системы, предназначенной для ЧМ приемников с максимальной чувствительностью. Помеха, действуя на систему фазовой автоподстройки частоты так же, как и в обычном приемнике, вызывает появление порога помехоустойчивости. Следящие свойства системы, используемой для детектирования, ухудшаются в результате захода рабочей точки фазового детектора в нелинейную область при действии напряжения помехи или модуляции входного сигнала.

Порог помехоустойчивости приемника характеризуется шумовой полосой и модуляционной ошибкой.

Под шумовой полосой подразумевается мощность помехи на выходе, если на вход системы подается равномерно распределенная по частоте помеха с единичной мощностью в единице полосы пропускания.

Модуляционная ошибка — это разность фаз между напряжениями сигнала и синхронного гетеродина, вызванная частотной модуляцией входного сигнала. Модуляционная ошибка зависит от коэффициента передачи отклонения частоты входного сигнала на выход фазового детектора и от частотного распределения мощности модулирующего процесса.

Задача оптимизации системы ФАПЧ помехоустойчивого приемника с максимальной чувствительностью состоит в том, чтобы при заданной шумовой полосе и модуляционной ошибке получить минимальное отношение сигнал/помеха на входе демодулятора. Решение этой задачи приводит к нелинейному дифференциальному уравнению высшего порядка. Приведем конечные результаты, которые могут быть использованы при проектировании ЧМ приемников с пониженным порогом помехоустойчивости и максимальной чувствительностью. Для сигнала ЧМ радиовещания с максимальной девиацией частоты 50 кГц и высшей модулирующей частотой 15 кГц при отношении сигнал/помеха на входе приемника, равном —2,2 дБ в полосе 100 кГц, оптимальными будут следующие параметры:

$$\begin{cases} \sqrt{\Omega_у/\tau} = 2\pi 6{,}5 \text{ кГц}; \\ m\sqrt{\Omega_у \tau} = 3{,}3. \end{cases} \qquad (16)$$

При таких характеристиках разборчивость речи получается удовлетворительной благодаря некоторому выигрышу в отношении сигнал/помеха на выходе частотного демодулятора по сравнению с этим отношением на входе.

ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ СИНХРОННОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

Синхронные гетеродины. Так как в синхронном приемнике получить избирательность с помощью низкочастотного фильтра стало возможно за счет узкой полосы пропускания цепи синхронизации, такой приемник критичен к настройке: незначительное отклонение собственной частоты гетеродина вызывает нарушение его синхронизации несущей частотой сигнала и на выходе детектора появляется

напряжение с разностной частотой гетеродина и сигнала. При увеличении полосы пропускания цепи синхронизации ухудшается избирательность приемника. Таким образом, к гетеродину предъявляются требования высокой стабильности собственной частоты и точности ее установки.

Уровень сигнала на входе детектора обычно небольшой, поэтому для синхронизации гетеродина от управляющей схемы требуется высокий коэффициент передачи. Он определяется как отношение отклонения частоты гетеродина к управляющему напряжению, вызвавшему это отклонение:

$$K_{у}=d\omega_{с.г}/dU_{у}. \quad (17)$$

С понижением частоты гетеродина повышается его абсолютная стабильность, но уменьшается коэффициент передачи управляющей схемы.

При непосредственной синхронизации высокочастотным сигналом, подаваемым на колебательный контур гетеродина, максимально возможный коэффициент передачи управляющей схемы вычисляется по формуле

$$K_{у}=\omega_{с.г}/2U_{с.г}. \quad (18)$$

Простейшая схема демодулятора с синхронизацией высокочастотным сигналом показана на рис. 23,*а*. От апериодического усилителя через разделительный конденсатор C_1 амплитудно-модулированный сигнал поступает на управляющую сетку синхронного детектора, выполненного на лампе гептод. На третью сетку гептода подается напряжение от синхронного гетеродина, собранного на триоде по трансформаторной схеме. Собственная частота гетеродина устанавливается переменным конденсатором C_5. Переменным резистором R_1 регулируется напряжение синхронизирующего сигнала, которое поступает на управляющую сетку триода. Выходное напряжение детектора через конденсатор C_3 подается на фильтр нижних частот. Приведенная схема использовалась в диапазоне длинных и средних волн. Уход собственной частоты гетеродина составлял 100—200 Гц в течение 15 мин. Поэтому амплитуда высокочастотного сигнала должна быть такой, чтобы обеспечить синхронизацию гетеродина при его расстройке на 200—400 Гц. Из рис. 9 и формулы (14) можно сделать вывод, что для помехи, частота которой отличается от частоты сигнала на 10 кГц, избирательность, обусловленная цепью синхронизации, будет около 30 дБ.

В системах с фазовой автоподстройкой частоты работа управляющих элементов *LC*-гетеродинов основана на изменении реактивного сопротивления колебательного контура при действии выходного напряжения фазового детектора. Достаточно высокую стабильность обеспечивает управление резонансной частотой колебательного контура гетеродина путем изменения емкости закрытых *p-n* переходов. На длинных и средних волнах с этой целью вместо варикапов иногда используют стабилитроны, к которым приложено смещение, меньшее, чем напряжение стабилизации. На рис. 23,*б* показан управляемый гетеродин, собранный по схеме емкостной трехточки. Варикапы колебательного контура $Д_1$ и $Д_2$ включены последовательно, на них с фильтра нижних частот поступает управляющее напряжение фазового детектора. Запирающее напряжение $U_з$, в 2—3 раза большее максимального управляющего напряжения $U_у$, подается от стабилитрона $Д_3$ через делитель R_1R_2.

Напряжение питания гетеродина стабилизировано стабилитроном $Д_4$. Режим по постоянному току и элементы схемы выбираются так, чтобы амплитуда высокочастотного колебания была намного меньше управляющего напряжения, а нестабильность собственной частоты гетеродина — минимальной. Для этого колебательный контур шунтируется резистором и применяется взаимная компенсация температурной нестабильности элементов.

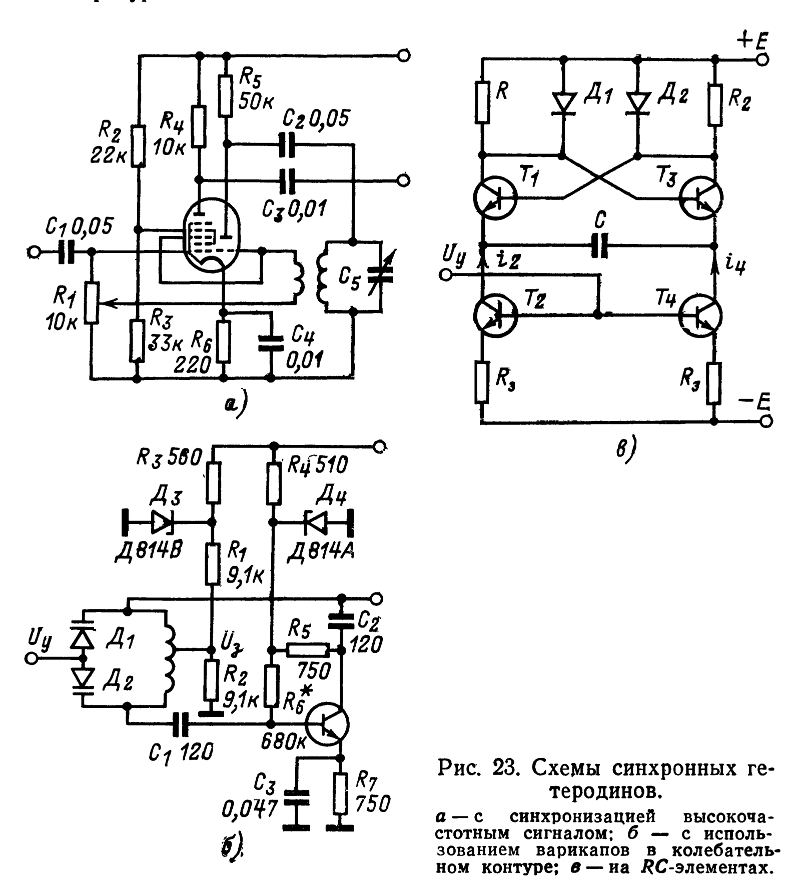


Рис. 23. Схемы синхронных гетеродинов.

а — с синхронизацией высокочастотным сигналом; *б* — с использованием варикапов в колебательном контуре; *в* — на *RC*-элементах.

Коэффициент передачи управляющей схемы

$$K_у = \omega_{с.г}/4U_з. \tag{19}$$

Относительная нестабильность частоты гетеродина определяется по формуле

$$\delta\omega = 0{,}25\Delta U_0/\Delta U_з + 0{,}5(\text{ТКL} + \text{ТКС})\Delta t, \tag{20}$$

где ΔU_0 — нестабильность управляющего напряжения фазового детектора; TKL и TKC — соответственно температурные коэффициенты индуктивности и емкости колебательного контура; Δt — абсолютное изменение температуры окружающей среды, °С.

У гетеродина, показанного на рис. 23,*б*, температурный коэффициент емкости колебательного контура складывается из температурного коэффициента емкости варикапа минус половина температурного коэффициента делителя R_1R_2 и половина температурного коэффициента напряжения стабилитрона $Д_3$. Температурный коэффициент емкости варикапов находится в пределах $(400\pm100)\times\times10^{-6}$ 1/°С при $U_з=2$ В и $(180\pm40)\cdot10^{-6}$ 1/°С при $U_з=6$ В.

Ниже приводятся параметры стабилитронов и значения температурных коэффициентов для остальных элементов схемы (табл. 1).

Таблица 1

Параметры стабилитронов

Тип стабилитрона	Напряжение стабилизации, В	Температурный коэффициент стабилизации, 10^{-6}/°С
Д808, Д814А	7,75±0,75	490±100*
Д809, Д814Б	8,75±0,75	560±90*
Д810, Д814В	9,75±0,75	640±80*
Д811, Д814Г	11±1	650±70*
Д813, Д814Д	12,75±1,25	760±40*
Д818А	10,1±1,1	100±100**
Д818Б	7,9±1,1	100±100**
Д818В	9±1,8	±100**
Д818Г	9±1,3	±50**
КС196А	9,6±0,5	±50**
КС196Б	9,6±0,5	±25**
КС196В	9,6±0,5	±5**

* Измерения проводились при токе 5 мА.
** Измерения проводились при токе 10 мА.

Температурные коэффициенты резисторов, катушек индуктивности и конденсаторов, 10^{-6}/°С

Резистор:

типа МЛТ	±1200
типа ВС-0,25	—900±300
типа БЛП группы Б	—200±25

Катушка индуктивности:

с намоткой, осажденной на керамике	+15±5
с горячей намоткой на керамике	+30±10
с холодной намоткой на керамике	+70±30
с намоткой на пластмассе	+100±50
с намоткой в броневом сердечнике типа СБ	+70±50
с намоткой в чашечном сердечнике типа 50ВЧ2, 1000НМ3	±800

Конденсатор типа КСО, СГМ:	
группы Б	
группы В	± 200
группы Г	± 100
Конденсатор керамический:	± 50
группы Д (М700)	-700 ± 100
группы К (М1300)	-1300 ± 200
группы Л (М75)	-75 ± 30
группы М (М47)	-47 ± 30

Дополнительной причиной нестабильности частоты могут быть изменение амплитуды высокочастотного колебания синхронного гетеродина, а также падение напряжения на сопротивлении фильтра в цепи ФАПЧ, вызванное обратным током варикапов.

Практически температурная нестабильность частоты диапазонного управляемого LC-гетеродина получается около 10^{-4} 1/°С. Несколько худшие характеристики у гетеродина, выполненного на RC-элементах (рис. 23,*в*). Рассмотрим его работу. Пусть в исходном состоянии транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_3 открыт. Напряжение на эмиттере транзистора T_1 больше, чем на эмиттере T_3. Конденсатор C медленно разряжается коллекторным током i_2 транзистора T_2. Когда напряжение на конденсаторе меняет знак на противоположный, напряжение на эмиттере транзистора T_3 становится больше, чем на эмиттере T_1. Транзистор T_1 открывается, а транзистор T_3 закрывается. Происходит лавинообразный процесс перезарядки конденсатора через открытый транзистор T_1. Затем конденсатор медленно разряжается коллекторным током i_4 транзистора T_4 до тех пор, пока напряжение на эмиттере транзистора T_3 не станет меньше, чем на эмиттере транзистора T_1. После этого конденсатор снова заряжается через открытый транзистор T_3 и процесс повторяется. При условии симметрии схемы частота колебаний гетеродина определяется по формуле

$$\omega_{с.г} = \pi i_2 / U_{бэ} C, \qquad (21)$$

где $U_{бэ}$ — напряжение отсечки между базой и эмиттером, при котором открывается переход транзистора. Для кремниевых транзисторов $U_{бэ} \approx 0{,}6$ В.

Если управляющее напряжение подается на базы транзисторов T_2 и T_4, коэффициент передачи управляющей схемы

$$K_у' = \pi / U_{бэ} R_э C. \qquad (22)$$

Диоды $Д_1$ и $Д_2$ стабилизируют амплитуду выходных колебаний. Стабильность частоты гетеродина зависит от температурного изменения напряжения отсечки *p-n* перехода, которое уменьшается приблизительно на 2 мВ при увеличении температуры окружающей среды на 1°С. В случае применения кремниевых транзисторов относительная температурная нестабильность частоты гетеродина определяется следующим образом:

$$\delta\omega \approx 0{,}25 \Delta U_0 / U_з + 3{,}5 \cdot 10^{-3} \Delta t. \qquad (23)$$

Можно осуществить частичную компенсацию этой нестабильности, если для получения отрицательного напряжения питания $-E$ в качестве опорных элементов использовать прямое включение нескольких последовательно соединенных *p-n* переходов. Такой RC-гетеродин имеет нестабильность частоты около 10^{-3} 1/°С. Стабиль-

ность частоты значительно повышается в схемах, где за счет введения дополнительного порогового элемента конденсатор C перезаряжается до напряжения, намного превышающего напряжение отсечки на эмиттерно-базовом переходе транзистора.

Выходное напряжение синхронного гетеродина обычно меньше 2—3 В. Увеличение выходного напряжения приводит к наводкам, паразитным излучениям, затрудняет балансировку детектора и снижает устойчивость цепи синхронизации.

Детекторы. Как было показано на рис. 23,*а*, синхронным амплитудным детектором может быть обычный смеситель, у которого в качестве нагрузки вместо колебательного контура используется фильтр нижних частот. Элементы детектора рассчитываются так же, как и для преобразователя частоты. Коэффициент передачи амплитудного детектора вычисляется по формуле

$$K_{\text{а.д}} = S_{\text{пр}} R \cos \varphi, \qquad (24)$$

где $S_{\text{пр}}$ — крутизна характеристики преобразования; R — сопротивление нагрузки для модулирующей частоты; φ — разность фаз между напряжениями сигнала и гетеродина.

Синхронный амплитудный детектор реагирует на составляющие входного сигнала и помехи, которые синфазны с напряжением гетеродина.

На рис. 24 показан аналог лампового синхронного детектора, выполненный на двухзатворном полевом транзисторе. На один затвор через конденсатор C_1 подается напряжение сигнала, на другой — через конденсатор C_2 напряжение гетеродина. Диоды $Д_1$, $Д_2$ предохраняют переход транзистора от пробоя. Заметим, что в отличие от смесителя в синхронном детекторе параллельно резистору R_4

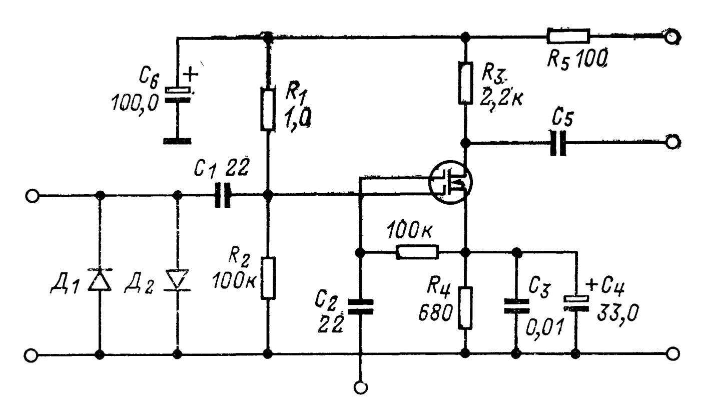


Рис. 24. Схема синхронного детектора на полевом транзисторе.

и высокочастотному конденсатору C_3 стоит конденсатор большой емкости C_4, пропускающий низкие модулирующие частоты. Отрицательная обратная связь через резистор R_4 стабилизирует режим транзистора по постоянному току. Однако это уменьшает коэффи-

циент передачи детектора для несущей частоты и выходное напряжение детектора не может быть использовано для автоматической регулировки усиления или управления частотой гетеродина. Кроме того, в выходном частотном спектре такого детектора имеются составляющие с частотами сигнала и гетеродина. Синхронизируя гетеродин по высокой частоте, они могут внести в его колебания паразитный фазовый сдвиг или изменить собственную частоту генерации. Поэтому применение однотранзисторного детектора ограничено простейшими приемниками, у которых нет автоматической регулировки усиления, а несущая частота выделяется с помощью колебательного контура.

Указанные недостатки отсутствуют в кольцевом детекторе. Схема диодного кольцевого детектора показана на рис. 25,*а*. На рисунке приняты следующие обозначения: $\bar{U}_с$ — напряжение входного сигнала, $\bar{U}_{с.г}$ — напряжение синхронного гетеродина, U_0 — выходное напряжение детектора.

Из схемы и векторной диаграммы напряжений (рис. 25,*б*) заметим, что для диодов $Д_1$ и $Д_4$ выходное напряжение детектора является отпирающим, а для диодов $Д_2$ и $Д_3$ — запирающим. Временные диаграммы токов и напряжений при экспоненциональной вольт-амперной характеристике *p-n* переходов приведены на рис. 25,*в*. Если напряжение гетеродина намного больше напряжения сигнала, диоды $Д_1$, $Д_2$ или $Д_3$, $Д_4$ открываются почти одновременно.

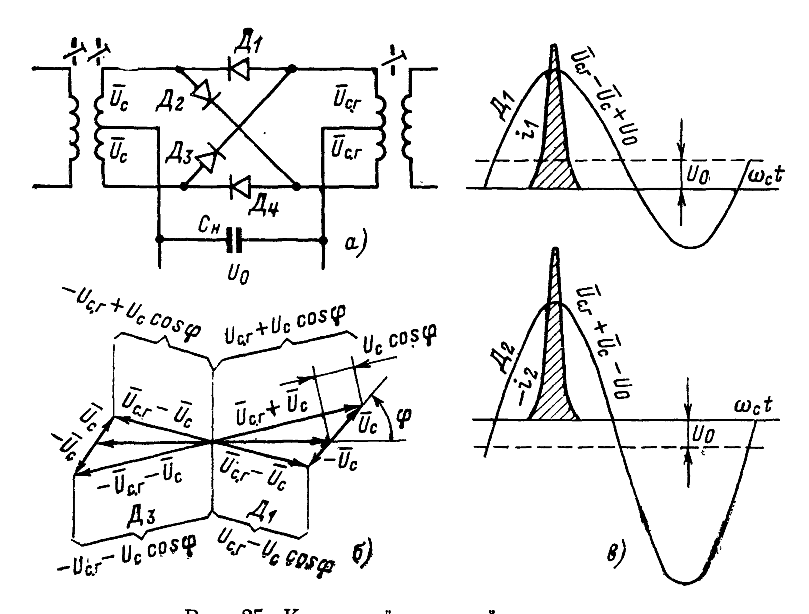


Рис. 25. Кольцевой диодный детектор.

а — схема; *б* — векторные диаграммы напряжений; *в* — временные диаграммы тока и напряжений.

При больших напряжениях гетеродина считаем, что сопротивление открытого плеча равно нулю, и из векторной диаграммы получаем формулу для выходного напряжения детектора:

$$U_0 = U_c \cos \varphi. \qquad (25)$$

Этот детектор можно использовать как синхронный амплитудный с коэффициентом передачи для напряжения входного сигнала

$$K_{а.д} = dU_0/dU_c = \cos \varphi \qquad (26)$$

и как синхронный фазовый с коэффициентом передачи для отклонения фазы входного сигнала

$$K_{ф.д} = dU_0/d\varphi = U_c \sin \varphi. \qquad (27)$$

Для сохранения высокого коэффициента передачи необходимо, чтобы при амплитудном детектировании напряжение синхронного гетеродина было синфазно с напряжением сигнала, а при фазовом или частотном — сдвинуто на 90°. Отклонение разности фаз от указанных значений не должно превышать 30°.

В результате разбалансировки плеч, кроме полезного сигнала, на выходе фазового детектора будет постоянная составляющая напряжения, не зависящая от амплитуды входного сигнала и его фазовых соотношений с напряжением гетеродина. Часть этой составляющей, которая вызвана разбросом характеристик диодов и зависит от температуры, определяется по формуле

$$\Delta U_0 = 2{,}2 \cdot 10^{-3} \Delta t \delta i, \qquad (28)$$

где δi — относительная погрешность подбора диодов по их вольтамперным характеристикам.

Например, если диоды подобраны с точностью до 10%, дрейф нуля выходного напряжения составит 0,2 мВ/°С. При принятых допущениях минимальная амплитуда входного сигнала должна быть около 1 мВ. Дальнейшее уменьшение напряжения сигнала на входе фазового детектора может привести к срыву синхронизации. Нестабильность постоянной составляющей выходного напряжения синхронного амплитудного детектора снижает эффективность автоматической регулировки усиления.

Чтобы повысить температурную стабильность кольцевого детектора и обеспечить постоянство его входного и выходного сопротивлений, иногда последовательно с диодами включают резисторы (рис. 26,*а*). Сопротивления дополнительных резисторов выбираются больше прямого, но намного меньше обратного сопротивления диодов и высокочастотного сопротивления емкостей *p-n* переходов

При анализе схемы, показанной на рис. 26,*а*, воспользуемся кусочно-линейной аппроксимацией: сопротивление закрытого плеча диод — резистор велико, открытого — равно сопротивлению резистора. Временные диаграммы напряжений при такой аппроксимации показаны на рис. 26,*б*, *в*. Заштрихованные участки синусоиды соответствуют моментам времени, когда диоды открыты. Если напряжение входного сигнала намного меньше напряжения гетеродина, угол отсечки диодов незначительно отличается от 90°. При больших сопротивлениях нагрузки постоянные составляющие тока у всех диодов одинаковы

Приравнивая площади заштрихованных участков синусоиды, найдем выходное напряжение детектора:

$$U_0 = (2/\pi)\,U_c \cos\varphi. \quad (29)$$

Коэффициенты передачи по амплитуде и фазе для кольцевого детектора с дополнительными сопротивлениями также соответственно уменьшаются по сравнению со значениями, вычисленными по формулам (26) и (27).

Нестабильность выходного напряжения

$$\Delta U_0 = (2/\pi)\,\Delta U_{c.г}\,\delta R, \quad (30)$$

где $\Delta U_{c.г}$ — температурное изменение амплитуды колебаний синхронного гетеродина; δR — погрешность подбора резисторов.

При необходимости уменьшить температурный дрейф выходного напряжения кольцевого детектора с дополнительными резисторами можно стабилизировать напряжение гетеродина с помощью ограничителя или системы автоматической регулировки усиления.

Определим входное и выходное сопротивления детектора с дополнительными резисторами. В кольцевом детекторе всегда есть два открытых и два закрытых плеча. Относительно колебательного контура эти плечи включены последовательно-параллельно. Поэтому приведенное к контуру входное сопротивление детектора как для сигнала, так и для гетеродина равно удвоенному сопротивлению резистора R. По отношению к нагрузке все плечи включены параллельно и выходное сопротивление детектора равно половине сопротивления резистора R.

На рис. 27 показаны схема и временные диаграммы для мостового параметрического детектора, выполненного на транзисторах. Вход и выход детектора симметричны. Через коллектор транзистора T_7 проходит постоянный ток $2i_0$. Он перераспределяется между транзисторами T_5 и T_6 в соответствии с напряжением входного синала.

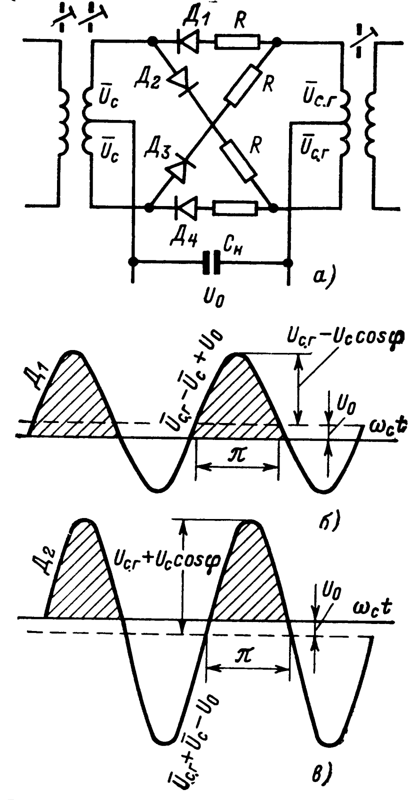


Рис. 26. Кольцевой диодный детектор с дополнительными резисторами.
а — схема; *б*, *в* — временные диаграммы тока и напряжений.

Напряжение прямоугольной формы, подаваемое от гетеродина, в первый полупериод открывает транзисторы T_1 и T_4, во второй — T_2 и T_3, т. е. их проводимость зависит от фазы гетеродина.

Выходное напряжение параметрического детектора

$$U_0 = (2/\pi) S R U_c \cos\varphi, \tag{31}$$

где $S = \lambda i_0$ — крутизна вольт-амперной характеристики транзистора. Для большинства транзисторов $\lambda = 40$ 1/В.

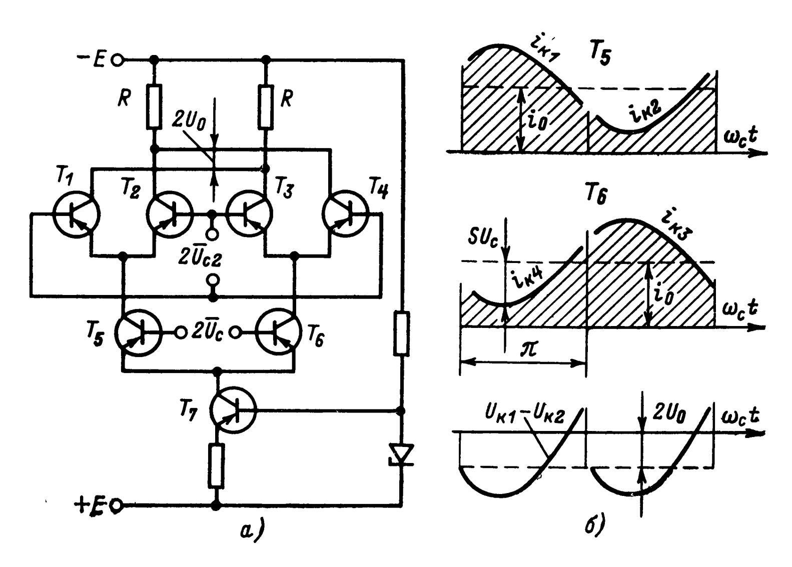


Рис. 27. Параметрический детектор.
а — схема; *б* — временные диаграммы.

Если для используемого транзистора известны статический коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером, ток базы и напряжение на эмиттерно-базовом переходе, легко определить входные характеристики детектора. Входная проводимость детектора равна крутизне характеристики транзистора, деленной на коэффициент усиления по току. Выходное напряжение гетеродина должно превышать падение напряжения на эмиттерно-базовом переходе.

Когда требуется повышенная избирательность приемника на частотах, кратных частоте основного сигнала, напряжение гетеродина должно быть не прямоугольной формы, а синусоидальной и обычные транзисторы следует заменить на полевые, у которых вольт-амперная характеристика имеет участок, близкий к квадратичному.

Практическая схема параметрического детектора показана на рис. 28. Напряжение синхронного гетеродина подается на вход *1*, напряжение сигнала — на вход *2*. Сигнал низкой частоты снимается с выхода *4*. Детектор работает в диапазоне частот до 1,5 МГц, входное сопротивление детектора на частоте 200 кГц — около 20 кОм, коэффициент передачи при сопротивлении нагрузки 4,7 кОм — 1,7;

максимальный выходной сигнал при отклонении амплитудной характеристики от линейной на 10% — 2,7 В; подавление помехи с двойной частотой сигнала при ее уровне 10 мВ — не хуже 55 дБ; напряжение с частотой сигнала ослабляется не менее чем на 40 дБ; напряжение гетеродина на выходе детектора не более 40 мВ.

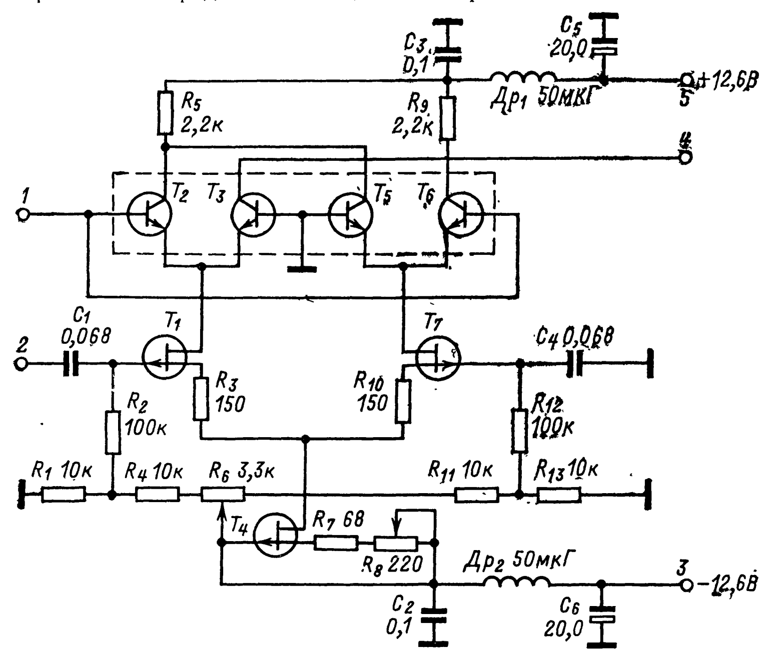


Рис. 28. Детектор с полевыми транзисторами.

Фильтры. Фильтры нижних частот (ФНЧ), стоящие после синхронного амплитудного детектора, должны обеспечивать постоянный коэффициент передачи в полосе частот модулирующего сигнала и максимальное затухание на более высоких частотах. Нормированная амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи такого фильтра описывается уравнением

$$\gamma_ф = 1/\sqrt{1 + (\Omega/\Omega_ф)^{2n}}, \qquad (32)$$

где $\Omega_ф$ — полоса пропускания фильтра; n — порядок фильтра.

Если показатель степени $2n$ достаточно большой, степень любого числа меньше единицы стремится к нулю, для чисел больше единицы — неограниченно возрастает. Поэтому все частоты ниже частоты $\Omega_ф$ входят в полосу пропускания фильтра, а более высокие — в полосу задержания. Число n определяет общее количество реактивных элементов — конденсаторов и катушек индуктивности в схеме. При увеличении частоты в 2 раза затухание в полосе задержания увеличивается на $20n$ дБ.

На рис. 29,*а* показана схема пассивного П-образного индуктивно-емкостного фильтра нижних частот. Точками *1*, *3*, *5* обозначены выходы схемы для фильтров соответственно первого, третьего и пятого порядков. Фильтр первого порядка не содержит катушек индуктивности и представляет собой обычную интегрирующую цепочку. Здесь R — выходное сопротивление амплитудного детектора с емкостной нагрузкой C_1. Сопротивление нагрузки фильтра предполагается большим.

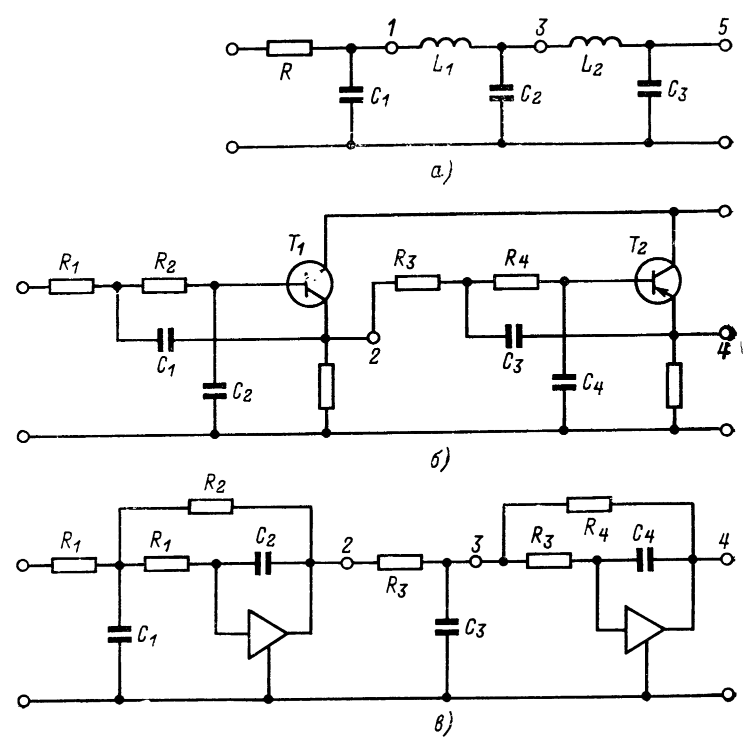


Рис. 29. Схемы фильтров нижних частот.

а — индуктивно-емкостная; *б* — на основе эмиттерных повторителей (коллекторы транзисторов T_1 и T_2 должны быть соединены); *в* — на основе операционных усилителей.

Если у фильтра, выполненного на пассивных элементах, поменять местами вход и выход, он сохраняет свои характеристики. Например, если подключить выход фильтра вместо сопротивления R к выходу параметрического детектора (рис. 27,*а*), а вход фильтра соединить с усилителем низкой частоты, то входное сопротивление УНЧ должно быть равно сопротивлению R.

В табл. 2 приведены данные для расчета индуктивно-емкостного фильтра нижних частот. Исходными являются полоса пропускания фильтра $\Omega_ф$ и сопротивление резистора R. Фильтры четных порядков применять нецелесообразно, так как, сохранив то же количество

катушек и добавив всего один конденсатор, можно повысить порядок фильтра на единицу.

Для построения активных RC-фильтров без катушек индуктивности используются усилители с глубокой отрицательной обратной связью, у которых большое входное и низкое выходное сопротивления.

На рис. 29,б приведена схема ФНЧ, выполненная на основе эмиттерных повторителей. Точками *2* и *4* обозначены выходы схемы для фильтров соответствующего порядка. Предполагается, что на вход схемы кроме сигнала подается напряжение смещения, обеспечивающее режим транзисторов по постоянному току. Сопротивления резисторов выбираются в зависимости от тока транзисторов в пределах 2—10 кОм, причем $R_1=R_2$, $R_3=R_4$. Сопротивление резистора R_1 включает в себя выходное сопротивление источника сигнала. Транзистор с большим коэффициентом усиления ставится на выходе фильтра.

Таблица 2

Расчет пассивных П-образных ФНЧ

n	$\Omega_ф RC_1$	$\Omega_ф L_1/R$	$\Omega_ф RC_2$	$\Omega_ф L_2/R$	$\Omega_ф RC_3$
1	1	—	—	—	—
3	0,5	1,333	1,5	—	—
5	0,309	0,894	1,382	1,694	1,545

На рис. 29,*в* показана схема фильтра, выполненного на основе интегральных усилителей с отрицательной обратной связью по напряжению. Такой фильтр позволяет одновременно усилить низкочастотный сигнал. В усилителе используется инвертирующий вход, т. е. выходное напряжение противоположно по полярности входному. В каждом каскаде обратная связь по напряжению осуществляется через делители R_1R_2 и R_3R_4. Коэффициент усиления каскада обратно пропорционален коэффициенту передачи делителя. Питание фильтра зависит от конкретного типа интегральной схемы и на рис. 29,*в* не показано.

Расчет активных RC-фильтров второго — четвертого порядков проводится по табл. 3. Фильтры более высоких порядков критичны к разбросу параметров элементов схемы.

Фильтр нижних частот третьего порядка с полосой пропускания 3,5 кГц, содержащий один эмиттерный повторитель или катушку индуктивности и два конденсатора, при расстройке на 10 кГц позволяет получить избирательность 28 дБ, что превышает требования к радиовещательному приемнику третьего класса. При этом не нужны какие-либо другие селективные цепи, кроме колебательного контура синхронного гетеродина.

В системах фазовой автоподстройки частоты фильтры нижних частот, которые стоят после синхронного фазового детектора, входят в замкнутую цепь с обратной связью и выбор схемы ограничен условием устойчивости цепи. Здесь наибольшее распространение получил пропорционально-интегрирующий фильтр. В комплексной фор-

ме характеристика коэффициента передачи пропорционально-интегрирующего фильтра описывается уравнением

$$\bar{K}_ф = (1 + jm\Omega\tau)/(1 + j\Omega\tau), \quad (33)$$

а нормированная амплитудно-частотная характеристика — уравнением

$$\gamma_ф = \sqrt{\frac{1 + (m\Omega\tau)^2}{1 + (\Omega\tau)^2}}, \quad (34)$$

где τ — постоянная времени ФНЧ.

Таблица 3

Расчет активных ФНЧ

n	$\Omega_ф R_1 C_1$	$\Omega_ф R_2 C_2$	$\Omega_ф R_3 C_3$	$\Omega_ф R_4 C_4$
2	1,414	0,707	—	—
3	2	0,5	1	—
4	1,082	0,924	2,613	0,383

На низких частотах выражение для коэффициента передачи пропорционально-интегрирующего фильтра совпадает с характеристикой интегрирующей цепочки, для высоких частот — это емкостный делитель. Когда параметр фильтра равен нулю, фильтр вырождается в интегрирующий. Возможные схемные реализации пропорционально-интегрирующего фильтра и формулы для его расчета показаны в табл. 4.

В последней схеме активного фильтра сопротивление резистора R_2 следует выбирать намного больше, чем резистор R_1. Во всех случаях предполагается, что сопротивление источника сигнала равно нулю, а сопротивление нагрузки пропорционально-интегрирующего фильтра велико.

Фазовращатели. Напряжение синхронного гетеродина, которое получено с помощью системы фазовой автоподстройки частоты, ортогонально по отношению к несущей частоте принимаемого сигнала. Чтобы сдвинуть его фазу на 90°, в одноканальных приемниках амплитудно-модулированных колебаний перед синхронным амплитудным детектором ставится фазовращатель. В двухканальных синхронных приемниках фазовращатели применяются для получения двух одинаковых по амплитуде напряжений сигнала или гетеродина с взаимным фазовым сдвигом, также равным 90°.

При фиксированной частоте фазовый сдвиг высокочастотного сигнала осуществляется обычно с помощью последовательной RC-цепочки, у которой активное и емкостное сопротивления равны. Симметричное входное напряжение подводится ко всей цепочке, несимметричное выходное снимается с точки соединения элементов. Сдвиг фазы выходного напряжения на 90° по отношению к входному можно получить также с помощью двухконтурного полосового фильтра.

Диапазонный фазовращатель с частотно-независимым коэффициентом передачи практически выполнить невозможно. Гораздо

проще обеспечить постоянное соотношение напряжений и постоянный фазовый сдвиг, равный 90°, между двумя выходными сигналами, прошедшими через фазосдвигающие цепочки. Схемы и расчетные формулы таких широкополосных фазовращателей приведены в табл. 5.

Симметричное напряжение подается на входы *1* и *2*. Напряжения на выходах *3*, *4* сдвинуты по фазе одно относительно другого на 90°. В двухканальном приемнике используются два одинаковых фазовращателя. В одном канале сумматор подключается к выходу *3* первого, а в другом — к выходу *4* второго фазовращателей. При изменении рабочей полосы частот сумматор переключают к выходу *4* первого и к выходу *3* второго фазовращателей.

Таблица 4

Пропорционально-интегрирующие фильтры

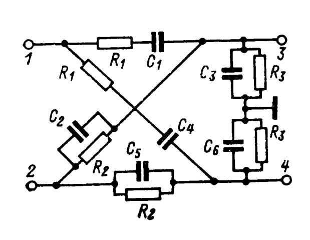
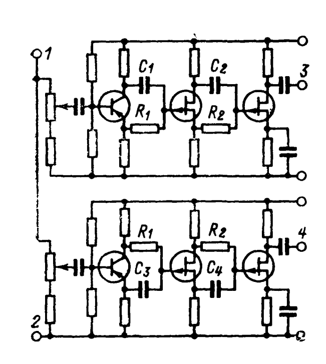
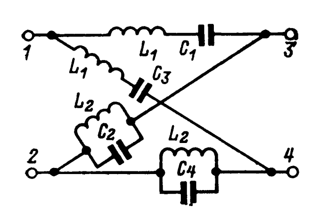
Схема	$m\tau$	τ
(схема: C_1, R, C_2)	RC_1	$R(C_1 + C_2)$
(схема: R_1, C, R_2)	R_2C	$(R_1 + R_2)\,C$
(схема: R_1, C, R_2, K)	$(R_1 + R_2)\,C$	$[(1 + K)\,R_1 + R_2)]\,C$

Расчетные данные табл. 5 приведены для коэффициента перекрытия по диапазону, равного 12, например для полосы частот 300—3600 Гц или 150 кГц — 1,8 МГц. Через $\Omega_ф$ обозначена среднегеометрическая частота границ полосы пропускания фазовращателя. Для всех схем при подборе элементов с точностью до 1% погрешность фазового сдвига $\Delta\varphi$ не превышает 0,03.

Фазовращатель на пассивных RC-элементах (схема 1) имеет коэффициент передачи по напряжению 0,3. Сопротивление резисто-

Таблица 5

Широкополосные фазовращатели

Схема	Расчетные формулы
	$\Omega_\phi R_1 C_1 = 0{,}498$ $\Omega_\phi R_1 C_4 = 2{,}01$ $\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{C_5}{C_4} = 0{,}175$ $\frac{R_2}{R_3} = \frac{C_3}{C_2} = \frac{C_6}{C_5} = 2{,}33$
	$\Omega_\phi R_1 C_1 = 0{,}146$ $\Omega_\phi R_1 C_3 = 0{,}586$ $\Omega_\phi R_2 C_2 = 1{,}70$ $\Omega_\phi R_2 C_4 = 6{,}86$
	$\Omega_\phi \sqrt{L_1 C_1} = 2{,}01$ $\Omega_\phi \sqrt{L_1 C_3} = 0{,}498$ $\frac{L_1}{L_2} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{C_4}{C_3} = 0{,}0725$ $R = 1{,}36\sqrt{L_1/C_1}$

ра R_1 выбирается в зависимости от рабочей частоты в пределах от одного до нескольких десятков килоом и должно быть намного меньше входного сопротивления последующих усилительных каскадов.

Бо́льший коэффициент передачи имеет фазовращатель с буферными транзисторами (схема 2). Коэффициент передачи этой схемы приближенно равен коэффициенту усиления третьего каскада. Вход фазовращателя несимметричный. Регулировки фазы и амплитуды входных напряжений независимые. В каждом каскаде эмиттерные и коллекторные резисторы одинаковы и имеют сопротивление около одного килоома. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 намного больше.

Резистивно-емкостные схемы целесообразно применять в диапазоне от длинных до средних волн. На более высоких частотах (около 20—30 МГц) емкости конденсаторов фазовращателя оказываются равными единицам пикофарад, а сопротивления — десяткам ом. Это соизмеримо с емкостями монтажа, а также с реактивными проводимостями транзисторов. Для индуктивно-емкостных фазовращателей (схема 3) частотная граница применимости при сохранении высокой точности фазового сдвига лежит в пределах 30—50 МГц.

Рассмотренные в настоящем параграфе элементы синхронного демодулятора могут быть выполнены на микросхемах. Перечень некоторых микросхем дается в приложении.

СХЕМЫ СИНХРОННЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ

На рис. 30 показана принципиальная схема демодулятора для одноканального АМ-ЧМ приемника, разработанная фирмой «Сигнетик». Она построена на основе системы фазовой автоподстройки частоты и выполнена на интегральных компонентах. Кроме конденсаторов, почти все элементы схемы размещаются на кремниевой пластине размером 1,7×1,8 мм.

Фазовый детектор выполнен на транзисторах T_1—T_7, амплитудный — на T_8—T_{14}, синхронный гетеродин — на T_{15}—T_{24}, предварительный усилитель низкой частоты — на T_{25}—T_{28}. Положение переключателя B_1, показанное на рисунке, соответствует режиму приема АМ сигналов. Напряжение сигнала через вход *2* подается на базу транзистора амплитудного детектора T_{12}, а симметричное напряжение синхронного гетеродина — на базы транзисторов T_1—T_4 и T_8—T_{11}. Низкочастотное напряжение снимается с сопротивления нагрузки детектора R_9 и через разделительный конденсатор C_6 подается на выход *3*. Конденсатор C_7, резистор R_9 и сопротивление внешней нагрузки образуют фильтр нижних частот. Одновременно входное напряжение АМ сигнала сдвигается по фазе цепочкой $R_2C_3R_1C_2$ и поступает на базу транзистора T_5, который входит в схему фазового детектора. В схеме должно выполняться условие $R_1C_2 = R_2C_3 = 1/\omega_c$, где ω_c — частота входного сигнала.

Выходной сигнал фазового детектора проходит через симметричный пропорционально-интегрирующий фильтр нижних частот, образованный сопротивлениями R_{14}, R_{15}, R_{17}, R_{18} и конденсаторами C_9, C_{10}. Затем через эмиттерные повторители, выполненные на транзисторах T_{25} и T_{26}, T_{27}, сигнал подается в разной полярности на базы и эмиттеры транзисторов управляющей схемы T_{19} и T_{20}. При изменении тока этих транзисторов изменяется частота генерации гетеродина и последний с точностью до фазы может синхронизироваться несущей частотой.

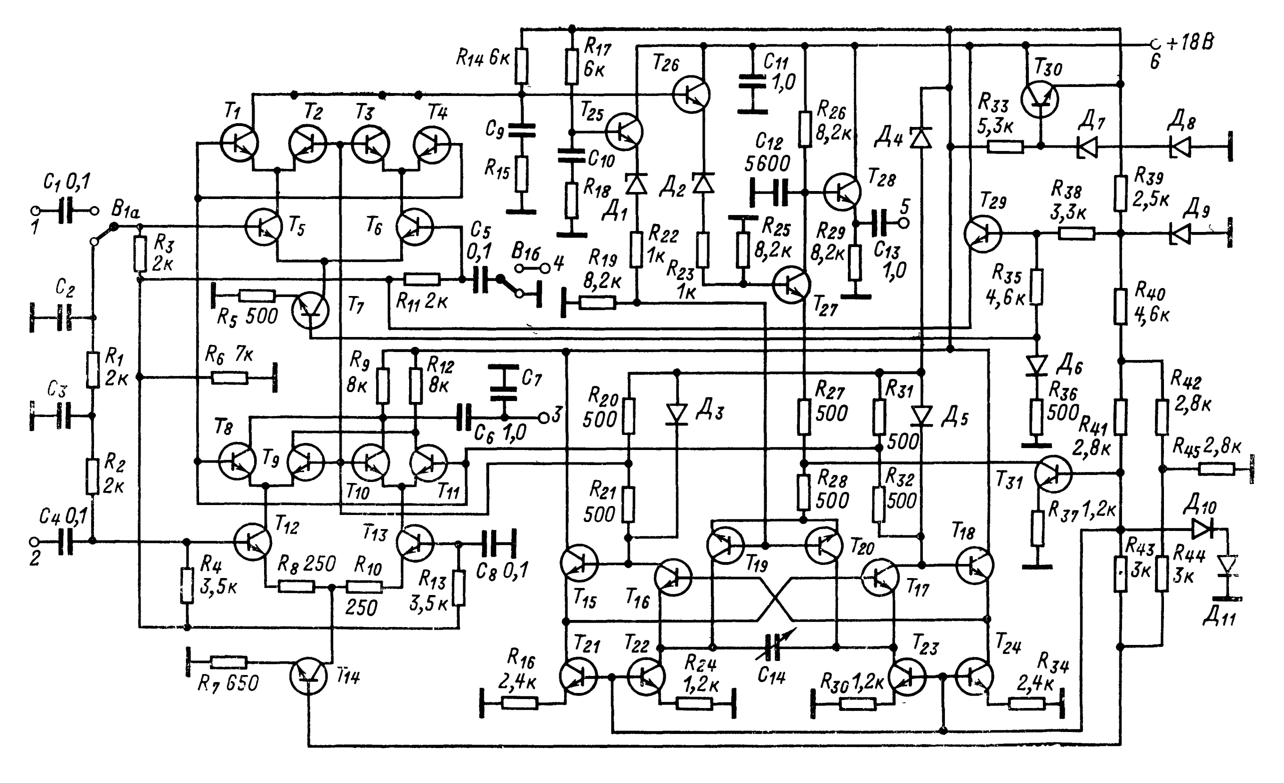


Рис. 30. Схема АМ-ЧМ демодулятора на интегральных компонентах.
Коллекторы транзисторов T_2 и T_4 следует соединить с базой T_{25}, коллектор T_3 — с коллектором T_1.

Синхронный гетеродин отличается от приведенного на рис. 23,*в*. С целью повышения стабильности частоты здесь напряжение обратной связи подается через эмиттерные повторители, выполненные на транзисторах T_{15}, T_{18}, для питания которых служат источники тока на транзисторах T_{21} и T_{24}. Собственная частота синхронного гетеродина устанавливается переменным конденсатором C_{14}.

В режиме приема ЧМ сигналов напряжение промежуточной частоты с симметричного входного трансформатора через входы *1*, *4* и разделительные конденсаторы C_1, C_5 подается непосредственно на синхронный фазовый детектор. Выходное напряжение детектора поступает на двухкаскадный усилитель на транзисторах T_{26}—T_{28} и после усиления снимается с выхода *5*. Конденсатор C_{12} и сопротивление R_{26} образуют цепочку, корректирующую высокочастотные предыскажения передатчика.

Диоды $Д_6$, $Д_{10}$, $Д_{11}$, стабилитроны $Д_7$—$Д_9$ и транзисторы T_{29}—T_{31} стабилизируют режим работы каскадов по постоянному току. Диоды $Д_{10}$, $Д_{11}$ включены в прямом направлении. С увеличением температуры окружающей среды напряжение на них уменьшается. При этом снижается коллекторный ток транзисторов T_{21}—T_{24}, и осуществляется частичная компенсация нестабильности частоты гетеродина, вызванная уменьшением запирающего напряжения база — эмиттер транзисторов T_{15}—T_{18}.

В табл. 6 приведены параметры демодулятора с трансформаторным входом для приема ЧМ сигналов. Измерения проводились при сопротивлении источника сигнала 50 Ом и модулирующей частоте 1 кГц.

Таблица 6

Параметры АМ-ЧМ демодулятора

Параметры	$\omega_c/2\pi$, МГц		
	4,5	5,5	10,7
Сопротивление резисторов R_{15}, R_{18}, Ом	50	50	75
Емкость конденсаторов C_9, C_{10}, пФ	2000	2000	1100
Средняя емкость конденсатора C_{14}, пФ	68	54	27
Чувствительность со входа, мВ	5	1	1
Нестабильность частоты гетеродина, 10^{-3} 1/°C	±1,2	±1,2	±1,2
Выходное напряжение, мВ	500	60	60
при девиации частоты входного сигнала, кГц	225	25	75
Выходное отношение сигнал/помеха, дБ	50	36	35
Коэффициент гармоник выходного сигнала, %	0,8	0,3	0,3

Ввиду небольшой чувствительности и избирательности амплитудный демодулятор может быть использован только для приема местных станций. Повторение этой схемы навесным монтажом экономически не оправдано.

Усилитель-демодулятор, показанный на рис. 31, также построен на основе системы ФАПЧ. Интегральная схема выполнена путем использования эпитаксиальной технологии на пластине размером 1,5×2 мм, ее дополняют два навесных конденсатора C_1 и C_2. Синхронный гетеродин собран на транзисторах T_1—T_4. Условие баланса фаз осуществляется дифференцирующей цепочкой R_1C_1 и интегри-

рующей цепочкой, образованной резисторами схемы и входными и выходными емкостями транзисторов T_1, T_2. Управляющее напряжение подается на затвор транзистора T_3. При уменьшении отрицательного напряжения на затворе снижается сопротивление участка сток — исток полевого транзистора. Это в свою очередь уменьшает отрицательную обратную связь в каскадах, выполненных на транзисторах T_1, T_2, которая создается за счет сопротивлений резисторов

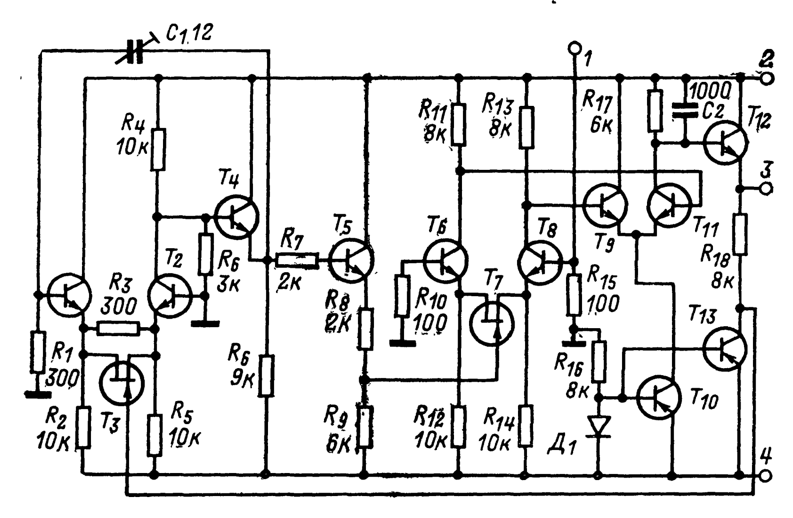


Рис. 31. Схема высококачественного ЧМ усилителя-демодулятора.

R_2 и R_5. С уменьшением отрицательной обратной связи увеличиваются входные и выходные емкости транзисторов T_1, T_2 и частота генерации снижается. Эмиттерный повторитель на транзисторе T_4 создает малое выходное сопротивление каскада. Дополнительный буферный каскад на транзисторе T_5 необходим для того, чтобы избежать паразитной частотной синхронизации гетеродина со стороны фазового детектора.

Параметрический фазовый детектор выполнен на транзисторах T_6—T_8. Сигнал промежуточной частоты подается на вход *1*. Выход синхронного гетеродина соединен с затвором транзистора T_7. Коэффициент усиления транзисторов T_6, T_8 изменяется в соответствии с напряжением синхронного гетеродина. С выхода фазового детектора сигнал поступает на усилитель постоянного тока, выполненный на транзисторах T_9, T_{11}, T_{12}. Конденсатор C_2 вместе с нагрузочным сопротивлением R_{17} образуют интегрирующий фильтр с полосой пропускания 25 кГц. Напряжение низкой частоты снимается с выхода *3*. Для питания схемы используются два симметричных источника постоянного тока напряжением от ±6 до 12 В. Напряжение питания подается на выводы *2* и *4*.

В табл. 7 приведены параметры демодулятора, измеренные при девиации частоты входного сигнала 75 кГц и модулирующей частоте 1 кГц.

Рассмотренный усилитель-демодулятор был разработан для замены трехкаскадной линейки УПЧ и детекторной секции радиовещательного ЧМ приемника, работающего на промежуточной частоте 10,7 МГц. При выполнении схемы демодулятора навесным монтажом можно использовать транзисторы типов КТ315 и КП305.

Таблица 7

Параметры	$\omega_c/2\pi$, МГц	
	10,7	20
Максимальная чувствительность, мВ	0,8	1,5
Динамический диапазон входного сигнала, дБ	40	40
Полоса удержания, кГц	100	—
Полоса захвата, кГц	80	—
Нестабильность частоты гетеродина, 10^{-3} 1/°С	1,5	—
Коэффициент передачи управляющей схемы, кГц/В	500	—
Выходное напряжение, мВ	90	75
Коэффициент гармоник выходного сигнала, %	1	1
Подавление 30% АМ, дБ	40	40

Резистивно-емкостный демодулятор, принципиальная схема которого показана на рис. 32, предназначен для двухканальных приемников. Структурная схема демодулятора соответствует рис. 7. Подавление нерабочей боковой полосы частот осуществляется фазокомпенсационным методом.

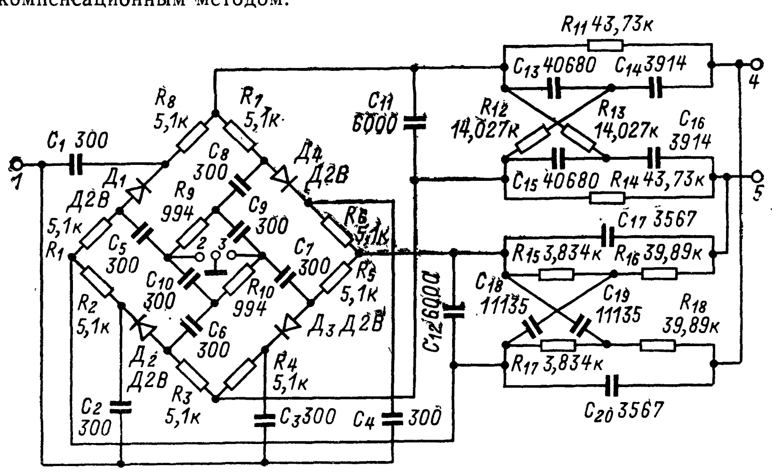


Рис. 32. Схема резистивно-емкостного демодулятора.

Напряжение сигнала высокой или промежуточной частоты подается на вход *1*, а симметричное напряжение синхронного гетеродина — на входы *2* и *3*. Цепочки C_9R_9 и $C_{10}R_{10}$ сдвигают фазу сигнала гетеродина на 90°. Параметры этих элементов указаны для

частоты 100 кГц. Амплитудные детекторы выполнены на диодах $Д_1$—$Д_4$, соединенных последовательно с резисторами R_1—R_8. За счет падения напряжения на этих сопротивлениях осуществляются обратная связь и балансировка режима диодов. Два низкочастотных фазовращателя подключены к выходам амплитудных детекторов. Согласующие элементы между детекторами и фазовращателями отсутствуют. Если условие согласования не выполняется, параллельно конденсаторам C_{11}, C_{12} или последовательно в плечи фазовращателей включают дополнительные резисторы. Напряжения на выходе фазовращателей сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90±1°.

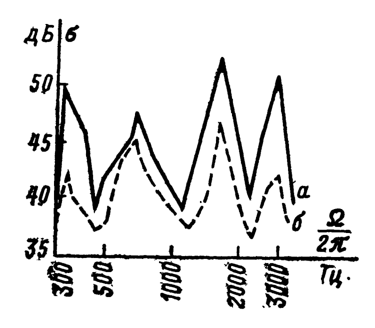


Рис. 33. Подавление нерабочей боковой полосы частот в резистивно-емкостном демодуляторе.

а — напряжение сигнала снимается с колебательного контура; *б* — напряжение сигнала снимается с активного сопротивления.

Элементы схемы фазовращателей должны быть выполнены с точностью не ниже 0,5—1%. Применяются резисторы типа БЛП и конденсаторы типа КСО. Точность подбора элементов амплитудных детекторов должна быть около 1—2%. Ее можно снизить до 5%, если параллельно цепочкам R_3R_4 и R_7R_8 поставить переменные резисторы. Диоды подбираются по идентичности вольт-амперных характеристик.

Демодулятор рассчитан на сопротивление источника сигнала 2,7 кОм. Напряжение низкой частоты снимается с симметричного выхода *4—5*. Коэффициент передачи напряжения со входа на выход около 0,05. Амплитуда напряжения на каждом из плеч гетеродина 3 В. Полоса пропускания фазовращателя — 300—3400 Гц. Если напряжение сигнала подается с параллельного колебательного контура, подавление нерабочей боковой полосы частот не хуже 39 дБ. Экспериментальные кривые подавления напряжения в паразитном боковом канале приведены на рис. 33. Здесь по оси ординат отложена избирательность приемника σ. При сохранении высоких качественных показателей стоимость и габариты демодулятора можно значительно снизить за счет использования микропленочной технологии. Если точность выполнения элементов равна ±5%, подавление сигнала нерабочей боковой полосы получается около 26 дБ.

Демодуляторы на пассивных элементах обладают свойством обратимости, т. е. их можно использовать как модуляторы для однополосных передатчиков. Для этого симметричное низкочастотное напряжение амплитудой (в каждом плече) до 2,8 В подается на вход *4—5*, а высокочастотный однополосный сигнал снимается с выхода *1*. Подавление несущей частоты такого модулятора не хуже 40 дБ.

При высокой частоте входного сигнала лучшие результаты дает демодулятор, выполненный на LC-элементах (рис. 34). Через трансформаторный вход *1* сигнал от усилителя высокой частоты поступает на два балансных детектора, выполненных на диодах $Д_1$—$Д_4$ и снабженных потенциометрами балансировки R_1 и R_2. Высокочастотный фазовращатель образован двумя взаимно расстроенными контурами L_1C_2 и L_2C_3. Напряжение гетеродина подается на вход *2*. Амплитуда и фаза этого напряжения регулируются подстроечными конденсаторами C_2 и C_3. Конденсаторы C_4 и C_5 замыкают цепи фазовращателя по высокой частоте. Низкочастотный фазовращатель

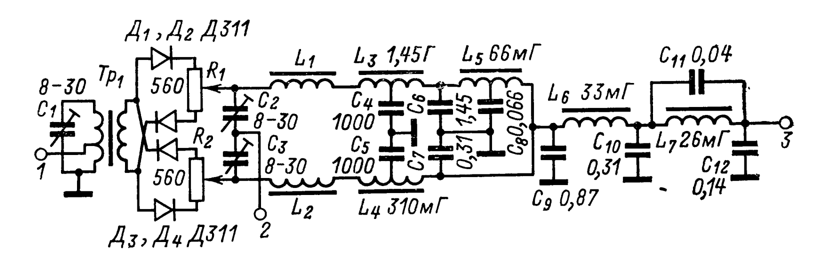


Рис. 34. Схема индуктивно-емкостного демодулятора.

образован тремя фазовыми звеньями L_3C_6, L_4C_7, L_5C_8. Резонансная частота звена L_4C_7 равна средней частоте звукового диапазона (1040 Гц). При изменении частоты от нуля до бесконечности фазовый сдвиг в нижнем (по схеме) плече фазовращателя изменяется от 0 до —180°, принимая значение —90° на резонансной частоте. Модуль коэффициента передачи на согласованной нагрузке 500 Ом равен 1. В верхнем (по схеме) плече резонансные частоты звеньев соответственно равны 220 и 4900 Гц, а фазовый сдвиг изменяется от 0 до —360°, принимая на средней резонансной частоте значение —180°. Разность фазовых сдвигов выходных напряжений равна 90±3° в диапазоне частот 400—2700 Гц. Эти напряжения складываются и поступают на фильтр нижних частот $L_6L_7C_9C_{10}C_{11}C_{12}$ с частотой среза 2700 Гц.

Все низкочастотные катушки фазовращателя и фильтра намотаны на ферритовых кольцах 2000НМ диаметром 18 мм, высокочастотные — на кольцах 100НН диаметром 8 мм.

Демодулятор работает в диапазоне частот 28,5±0,5 МГц. Смена боковых полос осуществляется переключением ветвей низкочастотного фазовращателя. Избирательность демодулятора 60 дБ при расстройке 5 кГц, подавление нерабочей боковой полосы частот не хуже 30 дБ.

На рис. 35 показана схема ЧМ демодулятора с автогенератором, который синхронизируется высокочастотным входным сигналом. Чтобы уменьшить полосу пропускания цепи синхронизации, в схеме применена обратная связь по частоте, благодаря которой резонансная частота колебательного контура автогенератора «следит» за отклонением частоты входного сигнала.

Автогенератор собран по трансформаторной схеме на лампе $Л_1$ с колебательным контуром в анодной цепи. Внешний синхронизирующий сигнал через вход *1* вводится в цепь управляющей сетки. Для

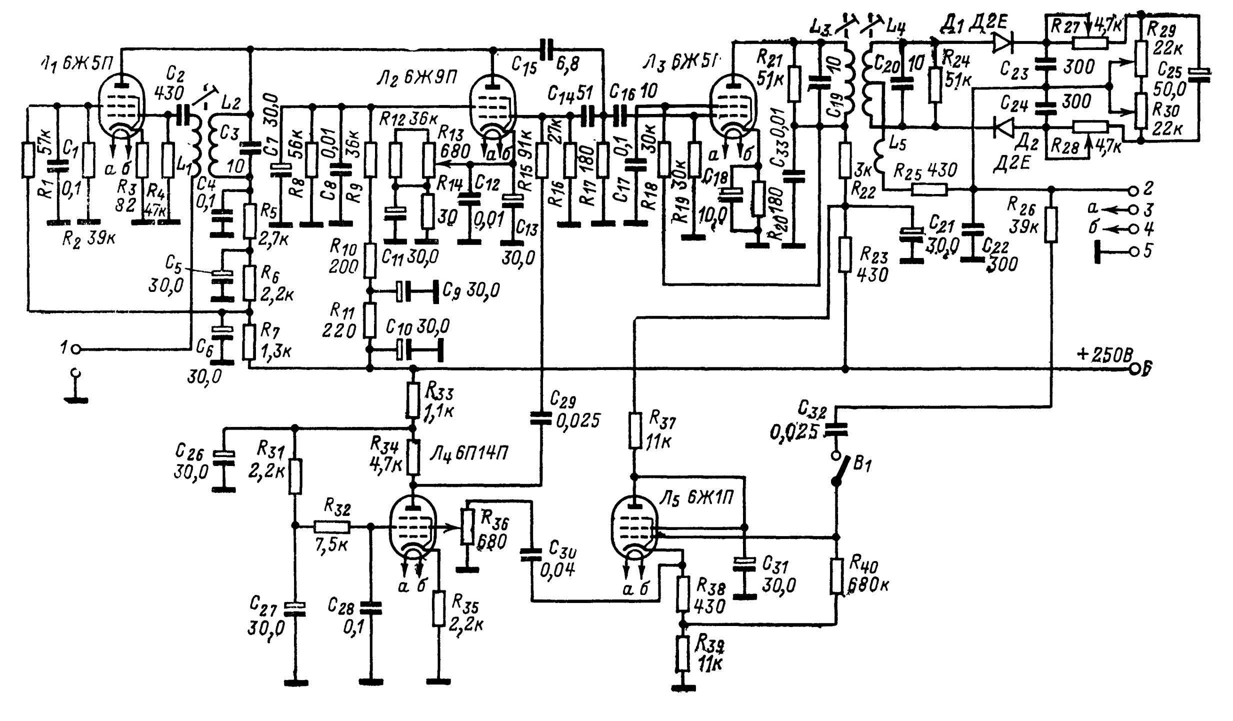


Рис. 35. Схема ЧМ демодулятора со следящим синхронизированным автогенератором.

осуществления обратной связи по частоте используется реактивная лампа $Л_2$. Благодаря конденсатору C_{15} напряжение гетеродина на управляющей сетке реактивной лампы опережает напряжение колебательного контура на 90°. Поэтому первая гармоника анодного тока лампы $Л_2$ также опережает анодное напряжение, и участок анод — катод лампы представляет собой емкостное сопротивление, значение которого зависит от крутизны характеристики лампы.

Через буферный каскад, выполненный на лампе $Л_3$, напряжение автогенератора, синхронизированного частотой входного сигнала, поступает на детектор отношений, собранный на диодах $Д_1$—$Д_2$. Напряжение низкой частоты снимается с выхода 2. Катодный повторитель на лампе $Л_5$ и усилитель на лампе $Л_4$ составляют канал управления частотой автогенератора. С помощью этого канала выходное низкочастотное напряжение подается на сетку лампы $Л_2$, изменяя ее крутизну, а следовательно, и частоту настройки резонансного контура автогенератора. При размыкании переключателя B_1 цепь обратной связи по частоте разрывается и следящий генератор переходит в режим обычного синхронизированного генератора.

Частота собственных колебаний автогенератора 4 МГц, коэффициент обратной связи 0,5. Режим работы лампы $Л_2$ по постоянному току устанавливается переменным резистором R_{13}. Глубина обратной связи по частоте регулируется переменным резистором R_{36}.

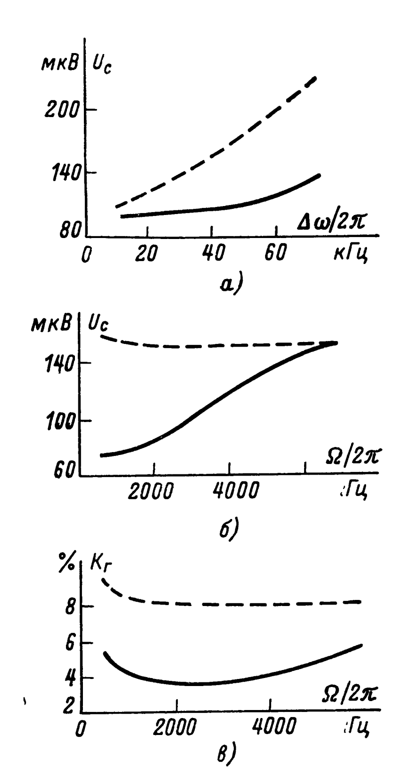


Рис. 36. Характеристики синхронизированного автогенератора.

а — зависимость синхронизирующего напряжения от девиации частоты; *б* — зависимость синхронизирующего напряжения от модулирующей частоты; *в* — нелинейные искажения на выходе детектора.

На рис. 36,*а* показана зависимость минимального синхронизирующего напряжения автогенератора от девиации частоты полезного сигнала при модулирующей частоте 1 кГц. Причем сплошной линией показана зависимость для синхронизированного автогенератора со следящей настройкой, а пунктирной — для автогенератора с разомкнутой целью обратной связи. Меньшее синхронизирующее напряжение соответствует более узкой полосе пропускания цепи синхронизации, а значит, и более высокой помехоустойчивости схемы. При

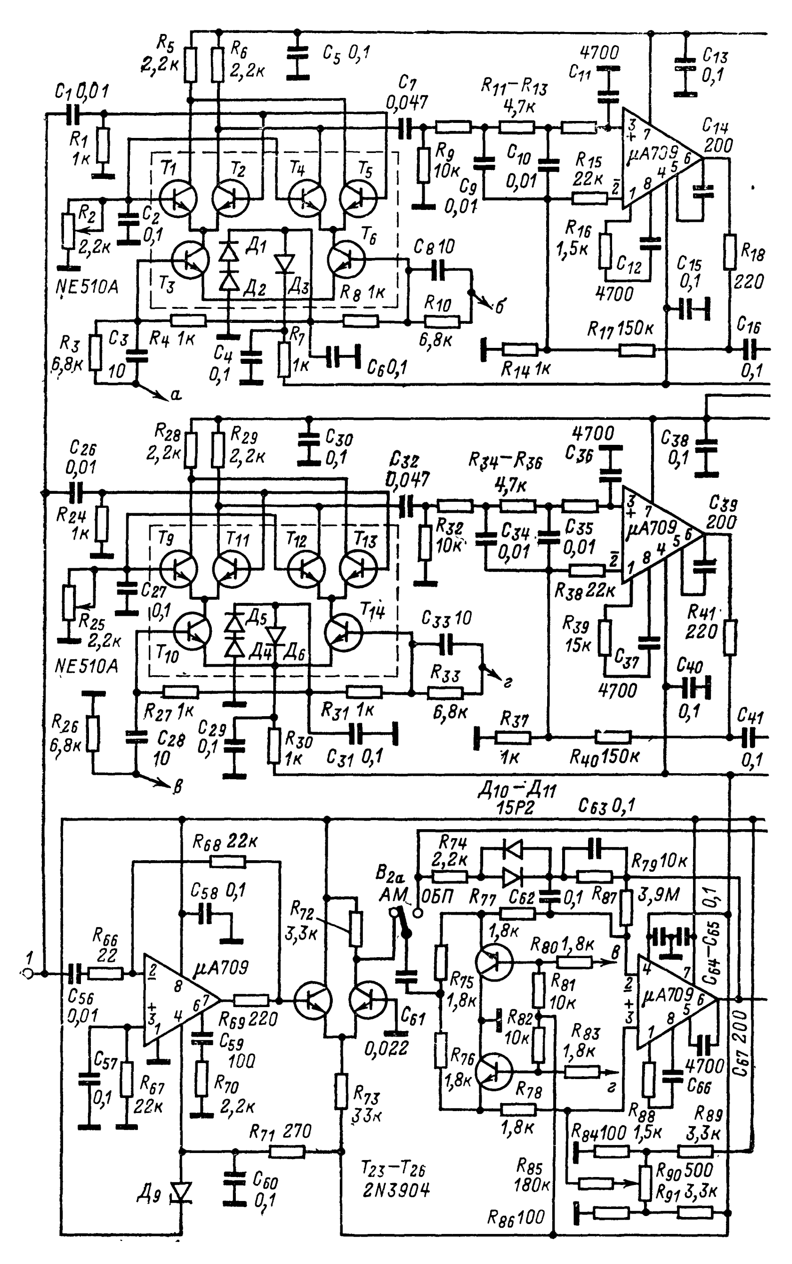
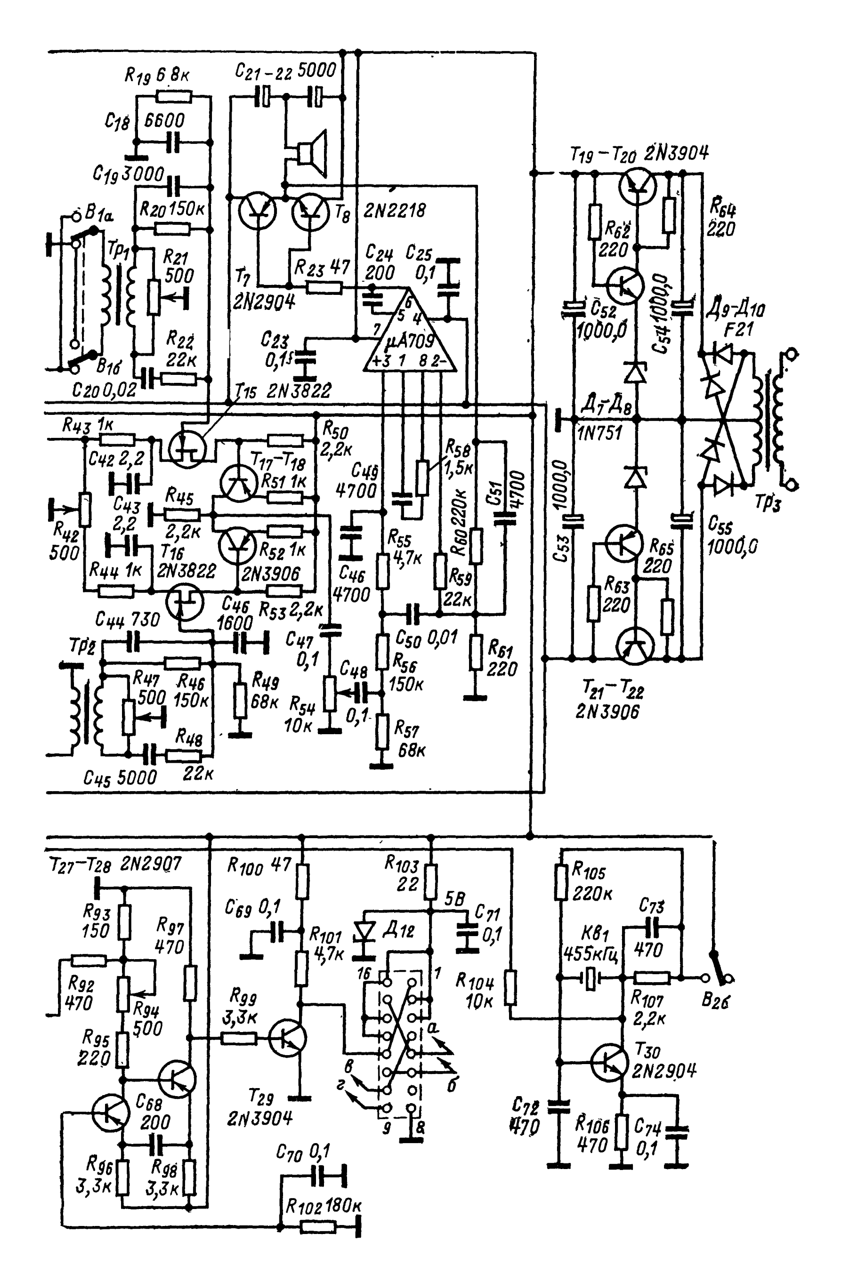


Рис. 37. Схема платы синхрон



ного приема АМ сигналов.

4*

девиации частоты от 50 до 75 кГц синхронизирующее напряжение для автогенератора со следящей настройкой меньше в 1,6—1,7 раза. С увеличением модулирующей частоты следящие свойства автогенератора ухудшаются, что видно из кривых, показанных на рис. 36,*б*. На рис. 36,*в* показана зависимость коэффициента гармоник выходного сигнала от модулирующей частоты. Демодулятор со следящим синхронизированным автогенератором может использоваться в высокочувствительном ЧМ приемнике с пониженным порогом помехоустойчивости.

На рис. 37 показана схема платы синхронного приема АМ сигналов. Она предназначена для синхронного двухканального приемника с дополнительным преобразованием частоты. Структурная схема приемника соответствует рис. 7. Отличительная особенность схемы состоит в том, что частота синхронного гетеродина в 4 раза выше промежуточной частоты, равной 455 кГц. Это дает возможность получить напряжения, сдвинутые по фазе на 90°.

Сигнал промежуточной частоты через вход *1* поступает на синхронный амплитудный детектор, выполненный на транзисторах T_1—T_6. Балансировка детектора осуществляется резистором R_2. Продетектированный сигнал усиливается в активном фильтре нижних частот. Коэффициент усиления фильтра равен отношению сопротивлений резисторов R_{17} и R_{14}, которые входят в петлю отрицательной обратной связи по напряжению. Полоса пропускания фильтра нижних частот равна 3 кГц на уровне 3 дБ, затухание в полосе задерживания составляет 18 дБ на октаву. Частоты ниже 500 Гц не пропускает дифференцирующая цепочка C_7R_9. Чтобы характеристики коэффициента передачи по частоте в обоих каналах приемника были одинаковы, необходим точный подбор элементов схемы. Для первого канала — это резисторы R_{11}—R_{14}, R_{17} и конденсаторы C_9—C_{11}. Конденсаторы C_{12}, C_{14} и резистор R_{16} обеспечивают устойчивую работу фильтра. Переключатель B_1 на выходе фильтра позволяет выбирать боковую частоту, на которой проводится прием. С выхода фильтра сигнал подается на фазовращатель. Взаимный фазовый сдвиг, получаемый на выходе фазовращателей, равен $90 \pm 1{,}5°$ в диапазоне частот 200—3000 Гц. Элементы низкочастотного фазовращателя R_{19}, R_{20}, R_{22} и C_{18}—C_{20} необходимо подбирать с точностью до 1%. Меньшее количество элементов по сравнению со схемами, показанными в табл. 5, достигается за счет асимметрии входного напряжения, получаемой с помощью переменного резистора R_{21}. Каскад на полевом транзисторе T_{15} обеспечивает высокое сопротивление нагрузки. Второй канал приемника имеет аналогичную схему.

После усиления сигналов транзисторами T_{17}, T_{18} проводится их суммирование в общей нагрузке R_{45}. Резистором R_{54} регулируется громкость на выходе приемника. Предварительный усилитель мощности и выходной двухтактный каскад на транзисторах T_7, T_8 охвачены частотно-зависимой отрицательной обратной связью. В цепь обратной связи входят резистивный делитель R_{60}, R_{61} и конденсаторы C_{50}, C_{51}.

В канале синхронизации гетеродина используется интегральная микросхема УПЧ. Ее коэффициент усиления около 600, напряжение питания стабилизировано диодом $Д_9$. Усиленный сигнал ограничивается в каскадах, выполненных на транзисторах T_{23}, T_{24}. При положительной полярности сигнала через эмиттерное сопротивление R_{73} проходит большой ток и на эмиттере T_{24} появляется положительное напряжение, закрывающее транзистор. При больших сиг-

налах отрицательной полярности закрывается транзистор T_{23}, а через транзистор T_{24} проходит максимальный ток. Выходное напряжение ограничителя около 400 мВ.

Балансный фазовый детектор собран на транзисторах T_{25}, T_{26}. Опорное напряжение подается на базы транзисторов через резисторы R_{80} и R_{83}, а напряжение сигнала — на эмиттеры транзисторов через R_{75} и R_{76}. Балансировка детектора осуществляется резистором R_{90}. Выходное напряжение детектора, пропорциональное разности фаз между несущей частотой сигнала и опорным напряжением, управляет частотой мультивибратора с эмиттерной связью. Мультивибратор выполнен на транзисторах T_{27}, T_{28}. Резистором R_{94} устанавливается собственная частота генерации. Она в 4 раза выше промежуточной. Таким образом, без применения высокочастотных фазовращателей на выходах делителя *а* — *г* получается четыре опорных напряжения прямоугольной формы, сдвинутых по фазе одно относительно другого на 90° и имеющих частоту, равную промежуточной. Размах сигнала на выходе мультивибратора равен 1,7 В, а на выходе делителя частоты — 4,5 В.

Цепь синхронизации работает в режиме приема АМ сигналов с неподавленной несущей. Полоса захвата системы ФАПЧ — 2 кГц, полоса удержания — 3 кГц. В режиме приема сигналов с одной боковой полосой на амплитудные детекторы подается напряжение от несинхронизированного кварцевого генератора, собранного на транзисторе T_{30}. Коммутация режимов осуществляется переключателем B_2. Чувствительность всей платы ограничена цепью синхронизации и равна 20 мкВ при выходной мощности УНЧ 50 мВт.

Недостатками рассмотренной схемы являются ее сложность, отсутствие автоматической регулировки усиления, низкая стабильность собственной частоты гетеродина и, следовательно, невысокая избирательность. Последний недостаток особенно заметен, когда уровень входного сигнала или помехи превышает порог ограничения в цепи синхронизации. Данный случай подтверждает тот факт, что использование синхронного детектирования не всегда целесообразно.

ОСОБЕННОСТИ СИНХРОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Назначение синхронного амплитудного детектора состоит в том, чтобы улучшить селективные свойства приемника при минимальном количестве настраиваемых элементов. Общая избирательность бесконтурного АМ приемника зависит от избирательности цепи синхронизации и характеристик фильтра нижних частот. Она выражается в децибелах и определяется по формуле

$$\sigma_{АМ} = -20 \lg (\gamma_ф + \gamma_\Omega). \quad (35)$$

Нормированные коэффициенты передачи ФНЧ $\gamma_ф$ и цепи синхронизации γ_Ω находятся из варажений (9) и (32). Недостаточная избирательность фильтра нижних частот при действии помехи в соседнем канале проявляется на выходе приемника в виде интерференционного свиста с разностной частотой сигнала и помехи. Плохая избирательность цепи синхронизации проявляется как наложение передачи от радиостанции, расположенной в соседнем канале. При нестабильной собственной частоте гетеродина необходимо увеличивать полосу захвата цепи синхронизации, отчего ее полоса пропускания тоже увеличивается, а избирательность приемника ухудшается. Это особенно заметно в диапазоне коротких волн.

Кроме того, в приемниках с неподавленной несущей и одной боковой полосой расширенная полоса пропускания цепи синхронизации приводит к фазовой модуляции гетеродина в соответствии с передаваемым сообщением. На выходе детектора появляются нелинейные искажения. В настоящее время разрабатываются схемы, в которых при помощи дополнительного варикапа корректируется настройка резонансного контура так, что паразитная модуляция гетеродина, а следовательно, и нелинейные искажения на выходе приемника уменьшаются. Более оптимальное решение заключается в том, чтобы сохранить при передаче ту часть второй боковой полосы, которая расположена ближе к несущей и в которой сосредоточена основная мощность модулирующего процесса. Такая передача осуществляется, например, в телевизионном вещании. Верхняя боковая полоса частот имеет ширину 6 МГц, нижняя — 1 МГц.

В однополосном приемнике с подавленной несущей сдвиг спектра продетектированного низкочастотного сигнала, вызванный нестабильностью частоты гетеродина, приводит к тому, что при передаче периодических колебаний сложной формы нарушается кратность частот на выходе приемника. В результате ухудшается качество воспроизведения музыкальных передач и снижается разборчивость речи. Поэтому необходимо, чтобы собственная частота гетеродина отклонялась от номинальной не более чем на 2—5 Гц в радиовещательных приемниках и на 50—100 Гц в любительской радиосвязи. Получить такую высокую стабильность частоты довольно трудно. Эффективным методом повышения стабильности является использование прецизионного внутреннего опорного генератора с фиксированной настройкой, равной разности частот между соседними каналами. Гетеродин приемника синхронизируется гармониками опорного генератора и перестраивается скачками. В качестве эталона частоты для опорного генератора можно взять, например, линию задержки на период строчной развертки, которая применяется в цветных телевизорах. Однако при этом требуется, чтобы все принимаемые радиовещательные станции работали на частотах, кратных частоте строчной развертки. В некоторых случаях для автоматической подстройки частоты гетеродина несущую при передаче подавляют не полностью. Рассматривается также способ подстройки связных приемников по основному тону передаваемой речи. Частота основного тона лежит в пределах 110—330 Гц, и при точной настройке гетеродина ее гармоники на выходе приемника должны быть кратны. Система ФАПЧ сравнивает фазы гармоник и вырабатывает напряжение, управляющее частотой гетеродина.

Некоторые трудности вызывает также осуществление автоматической регулировки усиления (АРУ). При перестройке на другую станцию происходит срыв синхронизации гетеродина, постоянное напряжение на выходе амплитудного детектора пропадает и коэффициент усиления УВЧ возрастает. Гетеродин снова синхронизируется сигналом, и на выходе амплитудного детектора появляется постоянная составляющая напряжения, которая уменьшает коэффициент усиления УВЧ. Синхронизация опять нарушается. Чтобы избежать этих периодических колебаний, для синхронизирующего сигнала приходится использовать отдельный УВЧ, не охваченный автоматической регулировкой усиления. Связь АРУ с синхронизацией, нестабильность постоянной составляющей выходного напряжения амплитудного детектора привели к необходимости разработки специальных схем АРУ. Для этого на выходе синхронного амплитудного детекто-

ра при помощи высокочастотного фильтра выделяют сигнал с удвоенной частотой несущей. После усиления его детектируют по амплитуде для получения регулирующего напряжения, которое подводится к усилителю высокой частоты. Недостаток такой системы состоит в том, что она реагирует на гармоники сигнала синхронного гетеродина и на помехи, отличающиеся по частоте от сигнала.

В ряде схем применяется АРУ по огибающей низкочастотного сигнала. В приемниках однополосных сигналов с подавленной несущей этот способ является единственно возможным. В таком случае выходное напряжение низкой частоты подается на обычный амплитудный детектор, нагрузкой которого служит фильтр нижних частот с большой постоянной времени. Если постоянная времени ФНЧ измеряется секундами, при кратковременном перерыве в передаче, например в паузах между словами и фразами, постоянное напряжение на выходе фильтра не успевает измениться и может быть использовано для регулировки усиления. Однако такой способ ухудшает помехоустойчивость приемника к импульсным помехам.

Максимальная чувствительность синхронного детектора около 1 мВ. Уменьшение напряжения сигнала на входе фазового детектора приводит к срыву синхронизации из-за ухода собственной частоты гетеродина под действием нестабильного управляющего напряжения. Повышение общей чувствительности приемника возможно за счет усиления сигнала по высокой частоте. Так как в радиотракте бесконтурного приемника избирательные цепи отсутствуют, из-за нелинейности высокочастотного усилителя могут возникнуть комбинационные частоты или перекрестные искажения от мощной местной станции при приеме удаленной. Поэтому динамический диапазон входного сигнала у бесконтурного синхронного приемника небольшой. Для увеличения динамического диапазона необходимо использовать балансные усилители и вводить глубокую отрицательную обратную связь. При этом число каскадов усиления увеличивается.

В двухканальных приемниках требуется точный подбор элементов фазовращателя. Подавление паразитной боковой полосы частот выражается в децибелах и определяется по формуле

$$\sigma_{б.п} = -10\lg[(\Delta\psi_{ВЧ} + \Delta\psi_{НЧ})^2 + \delta^2K] + 6, \qquad (36)$$

где $\Delta\psi_{ВЧ}$ и $\Delta\psi_{НЧ}$ — абсолютные погрешности сдвига фазы в высокочастотном и низкочастотном фазовращателях; δK — относительная погрешность согласования каналов по коэффициенту усиления.

Необходимость точного подбора элементов широкополосного фазовращателя, их нестабильность во времени ограничивают использование двухканальных схем в промышленной аппаратуре. Однако фазокомпенсационный способ приема и передачи однополосных сигналов без синхронизации гетеродина пользуется популярностью у радиолюбителей, так как не требует дефицитных деталей.

Настройка синхронных приемников на радиостанцию отличается от обычной. Если для выделения несущей используется узкополосный колебательный контур, разность фаз между сигналом и выделенной несущей уже при небольшой расстройке достигает 90°. Поэтому при перестройке между соседними станциями приемник молчит, и создается впечатление его высокой избирательности. В синхронных приемниках с цепью ФАПЧ или синхронизацией гетеродина при перестройке происходит срыв синхронизации и на выходе прослушиваются биения с разностной частотой сигнала и гетеродина, что создает нежелательный субъективный эффект.

В силу сложности и перечисленных недостатков в настоящее время возможно практическое выполнение бесконтурных АМ приемников лишь третьего и четвертого класса для диапазонов длинных и средних волн. При навесном монтаже применение синхронного амплитудного детектора нецелесообразно. Однако в связи с переходом на твердотельные интегральные компоненты рассмотренные усложнения структурной схемы иногда становятся оправданными, так как промышленности экономически целесообразнее изготовить интегральную схему любой сложности, чем наматывать и настраивать катушечные фильтры.

Недостатки синхронного детектирования почти не затрагивают телевизионные приемники. Так как телевизионный сигнал широкополосный, удовлетворительная избирательность цепи синхронизации получается при выделении несущей с помощью одиночного колебательного контура. Постоянная составляющая выходного напряжения синхронного детектора не влияет на систему АРУ, поскольку для получения регулирующего напряжения используются строчные синхронизирующие импульсы. Синхронное детектирование в телевизоре дает возможность осуществить режекцию помех звукового сопровождения не в тракте УПЧИ, а в видеоусилителе. Поэтому после синхронного детектора сигнал звукового сопровождения еще не подавлен, и тракт звука может быть очень простым при сохранении высокой помехоустойчивости приемника. Если для приема сигналов изображения использовать двухканальную схему, фазовращатель должен обеспечивать постоянный фазовый сдвиг только в диапазоне частот от 1 до 3—5 МГц.

Наибольшее распространение синхронный детектор получил в приемниках ЧМ сигналов как в бесконтурных, так и в высокочувствительных, имеющих пониженный порог помехоустойчивости. Система ФАПЧ одновременно выполняет функции усилителя, селективного фильтра, ограничителя и частотного детектора, а автоматические подстройка частоты и регулировка усиления здесь не используются. Избирательность бесконтурного ЧМ приемника выражается в децибелах и находится по формуле (9):

$$\sigma_{ЧМ} = -20 \lg \gamma_{\Omega}. \tag{37}$$

Схема ФАПЧ с интегрирующим фильтром имеет нормированную характеристику коэффициента передачи двухкаскадного резонансного усилителя. Избирательность приемника получается несколько выше, чем с обычной двухконтурной цепью, так как полоса пропускания системы ФАПЧ может быть у́же, чем ширина спектра ЧМ колебания. Сужение полосы ограничено нестабильностью частоты синхронного гетеродина и увеличением искажений на выходе демодулятора в результате роста модуляционной ошибки.

РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ С ПЕРЕКРЫВАЮЩИМИСЯ СПЕКТРАМИ ЧАСТОТ

В связи с загрузкой радиочастотного диапазона становится актуальной задача повышения избирательности систем радиосвязи по отношению к сигналам помехи, занимающим тот же участок частотного диапазона, что и полезный сигнал. Один из возможных способов разделения двух сигналов с перекрывающимися частотными спектрами — применение синхронного детектирования.

Рассмотрим случай, когда на вход приемника поступают амплитудно-модулированный сигнал и амплитудно-модулированная помеха. Схема выделения сигнала (рис. 38) содержит: смеситель и гетеродин, напряжение которого ортогонально несущей частоте помехи; фильтр нижних частот; сумматор; модулятор и гетеродин, синхронизированный разностной частотой сигнала и помехи.

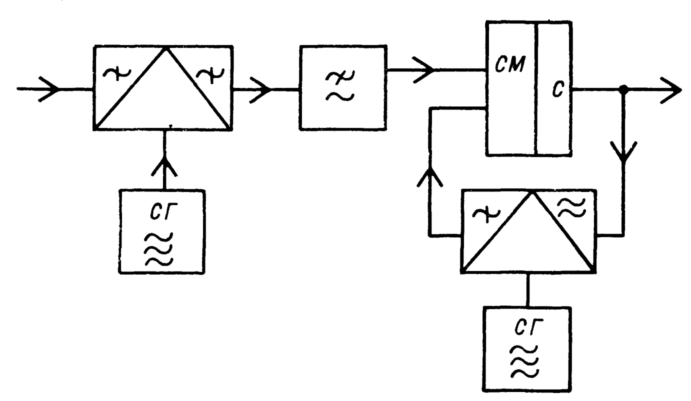


Рис. 38. Структурная схема разделения АМ сигнала и АМ помехи.

В смесителе входные АМ сигнал и АМ помеха перемножаются с напряжением гетеродина

$$u_{с.г} = U_{с.г} \cos \omega_п t. \qquad (38)$$

На выходе смесителя после фильтра нижних частот остается только полезный сигнал промежуточной частоты, равной разности несущих частот сигнала и помехи:

$$u_0 = kmU_с U_{с.г} \sin \Omega t \sin (\omega_с - \omega_п) t. \qquad (39)$$

Однако промежуточная частота выходного сигнала ниже высшей модулирующей частоты, поэтому обычный амплитудный детектор здесь использовать нельзя. Чтобы выделить огибающую сигнала промежуточной частоты, необходимо его разделить на синусоидальное колебание с разностной частотой сигнала и помехи. Это осуществляется с помощью параметрической обратной связи, коэффициент передачи которой с выхода на вход изменяется по закону:

$$B = B_0 + B_1 \sin (\omega_с - \omega_п) t. \qquad (40)$$

Функцию параметрического элемента выполняет модулятор. Подставив формулу (40) в (7), заметим, что возле порога самовозбуждения системы, когда $B_0 K_0 \to -1$, на выходе сумматора будет продетектированный сигнал низкой частоты

$$u_{вых} = kmU_с U_{с.г} \sin \Omega t / B_1 K_0. \qquad (41)$$

Другой способ выделения сигнала заключается в ряде последовательных преобразований напряжения первой промежуточной частоты (39) с помощью нескольких синхронных гетеродинов, частоты которых в 2, 6, 18, 54 и т. д. раз больше, чем первая промежу-

точная. Преобразование проводится до тех пор, пока частота выходного сигнала не станет больше высшей частоты модуляции.

Подавление АМ помехи обратно пропорционально погрешности фазы гетеродина, напряжение которого ортогонально несущей частоте помехи. В реальных приемниках синхронное детектирование осуществляется после усиления на высокой или промежуточной частоте. Избирательные цепи искажают амплитудно-частотную симметрию спектра АМ сигналов и ухудшают подавление помехи. Поэтому настройка избирательных цепей радиоприемника проводится по-разному: при более мощной помехе — на частоту помехи, при более мощном сигнале — на частоту сигнала. В практических схемах при совпадении спектров АМ сигнала и помехи подавление последней почти достигало 20 дБ. Использование подобных избирательных устройств позволяет повысить надежность радиосвязи в условиях сильной загруженности частотных диапазонов, выделенных для радиолюбителей.

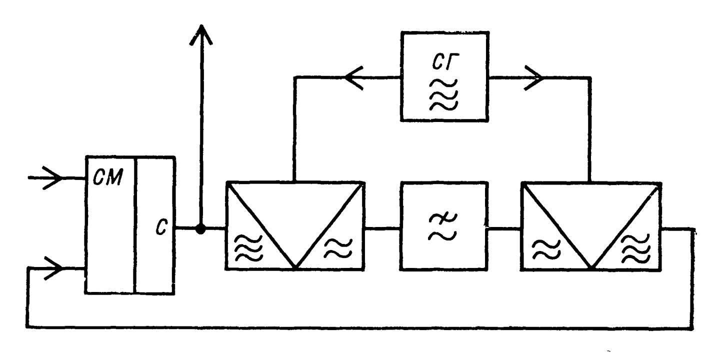


Рис. 39. Структурная схема разделения АМ сигнала и ЧМ помехи.

На рис. 39 показана структурная схема выделения сигнала при подаче на входе приемника амплитудно-модулированного сигнала и частотно-модулированной помехи. Схема содержит: сумматор, синхронный амплитудный детектор и гетеродин, синхронизированный частотой помехи; фильтр нижних частот; модулятор. С помощью синхронного амплитудного детектора из суммы сигнала и помехи выделяется напряжение, пропорциональное амплитуде помехи. После фильтра нижних частот низкочастотное напряжение помехи поступает на модулятор. На выходе модулятора вновь восстанавливаются амплитуда и частота ЧМ помехи, которая затем в противофазе подается на сумматор. В результате помеха уменьшается пропорционально коэффициенту обратной связи замкнутой связи.

Такое устройство использовалось в системе «Аполлон» для улучшения качества приема цветной телевизионной передачи с поверхности Луны, когда на видеосигнал накладывался частотно-модулированный телеметрический сигнал. Особенность схемы, показанной на рис. 39, состоит в том, что она подавляет сигнал помехи, не изменяя частотного спектра полезного сигнала. Применение же обычного заграждающего фильтра привело бы к тому, что значительная часть спектра сигнала изображения оказалась бы подавленной.

Глава вторая

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ КОНСТРУКЦИИ

СИНХРОННЫЙ ПРИЕМНИК ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

Основы дальнего приема. Возможность дальнего и сверхдальнего приема УКВ ЧМ и телевизионных сигналов представляет для радиолюбителей не меньший интерес, чем любительская радиосвязь. Один из организаторов этого вида радиоспорта — радиолюбитель С. К. Сотников. В иностранной периодической печати также встречаются сведения о случаях дальнего према. Радиолюбители г. Бордо (Франция) принимают телевизионные передачи из СССР, Южной Америки, США, Африки, Великобритании. В Испании имеется ряд зон, где местные передачи искажаются сигналами из Италии и Центральной Европы. В Англии также наблюдаются помехи телевизионному приему от дальних передающих станций.

Дальний прием носит нерегулярный, эпизодический характер. В умеренной климатической зоне, к которой относится значительная часть территории СССР, причинами дальнего распространения радиоволн являются:

1. Отражение от слоя ионосферы F_2, происходящее днем в равноденствие на частотах не выше 60 МГц. Оно особенно интенсивно в годы максимальной солнечной активности, которая наблюдается периодически через 11 лет. В 1957—1958 гг. была отмечена самая высокая солнечная активность с начала надежных наблюдений (1749 г.). Дальность распространения радиоволн 3000—10 000 км.

2. Отражение от спорадического слоя ионосферы E_c, происходящее днем и вечером в летнее время года на частотах до 90 МГц. Дальность распространения радиоволн 600—2000 км.

3. Рассеяние в тропосфере, наиболее сильное в летнее время. Дальность распространения радиоволн до 400 км. Сигнал подвержен замираниям с частотой менее 10 Гц.

В прибрежных морских районах возможны и другие причины дальнего распространения радиоволн.

Для построения чувствительного приемника целесообразно определить частоты, на которых ожидается дальний прием. Для этого из табл. 8 следует исключить: каналы, на которых проводится местное телевизионное вещание и смежные с ними; каналы советского стандарта от 6 по 12, на которых в радиусе 300 км отсутствуют передачи центрального телевизионного вещания; полосы частот шириной 1—2 МГц, расположенные вблизи частот местного УКВ ЧМ радиовещания в диапазоне 64,5—73 МГц; частоты, на которых наблюдаются помехи от служб связи и воздушной навигации в диапазонах 41—47, 68—87,5, 216—235 МГц.

В условиях города оказываются свободными для дальнего приема всего лишь несколько телевизионных каналов, даже если полоса пропускания канала изображения 1—2 МГц.

При отсутствии радиопомех вероятность дальнего приема зависит от чувствительности аппаратуры. На рис. 40 показано напряжение радиопомех, приведенное ко входу радиоприемного устройства с полосой пропускания 100 кГц и входным сопротивлением 75 Ом. Здесь кривая *1* — тепловые и космические шумы малонаправленной антенны, кривая *2* — шумы входного каскада, выполненного на лампе 6Н23П или 6Ж38П, кривая *3* — промышленные помехи от объек-

тов, расположенных на расстоянии до 50 км от центра города. Из рисунка видно, что в современных условиях при высоком уровне промышленных помех применение антенных усилителей в диапазоне 40—230 МГц не оправдано (на рис. 40 по горизонтальной оси значения указаны в мегагерцах).

Чтобы достигнуть высокой чувствительности, необходимо уменьшить число интермодуляционных и побочных частот приема, возникающих за счет нелинейного взаимодействия сигнала и гетеродина с напряжением мешающих станций. Для этого антенну следует располагать выше окружающих предметов и ориентировать не на максимум полезного сигнала, а на минимум помех от местной станции. Вероятность приема слабых сигналов от любой из нескольких удаленных станций обратно пропорциональна коэффициенту направленного действия антенны. Более эффективным оказывается полуволновой вибратор, а не высоконаправленные системы. Для диапа-

Таблица 8

Частоты некоторых телевизионных каналов

Стандарт	Канал	Спектр частот, МГц	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звукового сопровождения, МГц
СССР и социалистические страны	1	48,5—56,5	49,75	56,25
	2	58—66	59,25	65,75
	3	76—84	77,25	83,75
	4	84—92	85,25	91,75
	5	92—100	93,25	99,75
	6	174—182	175,25	181,75
	7	182—190	183,25	189,75
	8	190—198	191,25	197,75
	9	198—206	199,25	205,75
	11	214—222	215,25	221,75
	12	222—230	223,25	229,75
Страны Западной Европы	2	47—54	48,25	53,75
	3	54—61	55,25	60,75
	4	61—68	62,25	67,75
Италия	A	52,5—59,5	53,75	59,25
	B	61—68	62,25	67,75
	C	81—88	82,25	87,75
Ирландия	B	52—60	53,75	59.75
Австралия	0	47—52	46,25	51,75
	1	56—63	57,25	62,75
Америка	2	54—60	55,25	59,75
	3	60—66	61,25	65,75
Новая Зеландия	1	44—51	45,25	50,75
	2	54—61	55,25	60,75

зона частот около 200 МГц можно рекомендовать пятиэлементный волновой канал. Следует помнить, что антенны, разработанные радиолюбителями, обычно недостаточно точно настроены и чувствительны к вертикальной поляризации.

Унифицированные промышленные УКВ блоки или переключатели телевизионных каналов непригодны для дальнего приема. Они не имеют достаточного количества избирательных цепей, и поэтому уже в первых каскадах при одновременном действии сильного сигнала местной станции возникают комбинационные частоты и перекрестные искажения, которые снижают чувствительность аппаратуры. Особенно это проявляется к УКВ блоках на биполярных транзисторах.

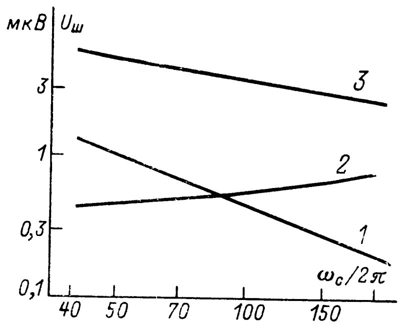


Рис. 40. Шумовые характеристики на входе ЧМ приемника.

Требованиям высокой избирательности и большого динамического диапазона удовлетворяют входные каскады, выполненные на лампах или полевых транзисторах. Так как на УКВ конструктивно трудно осуществить сопряжение контуров в диапазоне частот, для радиолюбителей целесообразно изготовить один-два высокочастотных блока с фиксированной настройкой и, перестраивая их несколько раз с помощью измерительных приборов, выбрать канал, на котором дальний прием наилучший.

Рассмотрим приемник, предназначенный для дальнего приема ЧМ радиовещания или звукового сопровождения телевидения. Схема с фиксированной настройкой содержит следующие блоки: радиочастотную линейку, гетеродин, помехоустойчивый демодулятор, усилитель низкой частоты, стабилизаторы питания. При эксплуатации за пределами города приемник можно переделать на диапазонный с двойным преобразованием частоты, для чего на входе устанавливают унифицированный ПТК-11, а линейку настраивают на промежуточную частоту 34 МГц.

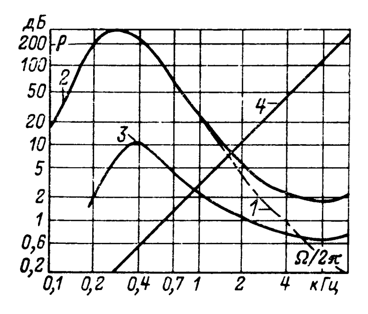


Рис. 41. Спектральное распределение мощности речевого сигнала и его формант.

Выигрыш помехоустойчивого демодулятора в отношении сигнал/помеха (см. рис. 19) не дает полных сведений о шумовой помехозащищенности приемника: субъективный эффект подавления шумов зависит от их взаимного спектрального распределения на выходе приемника и ценности передаваемой информации. Ниже приведена дополнительная оценка помехоустойчивости, основанная на психофизиологических особенностях слуха.

Считают, что в условиях шумов на разборчивость речи влияют только некоторые области частот, характерные для каждого звука. Эти частоты называются формантами. Они более мощные по сравнению с другими составляющими речи, и ее разборчивость зависит от того, какая часть формант принята без искажений. Весь спектр речи условно разделен на неравные частотные полосы, каждая из которых при отсутствии помех одинаково влияет на разборчивость. Эти полосы частот называются равноартикуляционными.

На рис. 41 показано спектральное распределение мощности речевого сигнала без высокочастотной предкоррекции (кривая *1*) и с высокочастотной предкоррекцией (кривая *2*). С помощью этих кривых и в соответствии с табл. 9 построена графическая зависимость спектра формант (кривая *3*). На этот график нанесено спектральное распределение шумовой помехи, нормированной относительно мощности сигнала (кривая *4*). Для средних частот каждой из двадцати равноартикуляционных полос (0,25; 0,5; 0,65; 0,8; 0,95; 1,12; 1,3; 1,5; 1,7; 1,87; 2,05; 2,23; 2,43; 2,73; 3,1; 3,5; 3,85; 4,55; 6,15; 8,6 кГц) находится превышение мощности сигнала над помехой и по табл. 10 определяются коэффициенты восприятия формант. Полученные коэффициенты суммируются, а сумма делится на число равноартикуляционных полос. Частное от деления характеризует формантную разборчивость речи. С помощью табл. 11 осуществляется переход от формантной разборчивости к слоговой и оценивается качество приема. Данные табл. 9—11 могут быть использованы для оценки любой системы радиосвязи с передачей речевого сообщения на русском языке.

Таблица 9

Разность между спектральным распределением мощности сигнала и мощности формант

Частота, кГц	0,2	0,3	0,5	1	2	>3
Разность, дБ	20	16	13	10,1	7	5

Таблица 10

Зависимость коэффициента восприятия формант от превышения мощности сигнала над шумом

Превышение, дБ	—25	—20	—15	—10	—5	0	5	10	15	20	25
Коэффициент восприятия формант, %	2	5	11	21	35	50	65	79	89	95	98

Для входного отношения сигнал/помеха $\rho_{вх} = -2{,}2$ дБ и треугольного спектра шумов на выходе синхронного приемника была

получена формантная разборчивость речи 31%, соответствующая хорошему качеству приема. В обычном частотном демодуляторе при том же входном отношении сигнал/помеха разборчивость речи очень слабая. При одном и тем же выходном отношении сигнал/помеха лучшее качество приема получается в случае треугольного, а не линейного спектра помех, т. е. при отсутствии аномальных скачков фазы.

Таблица 11

Связь между формантной и слоговой разборчивостью

Разборчивость, %	Качество приема								
	слабое		удовлетворительное		хорошее				отличное
Формантная	15	20	25	30	35	40	45	50	55
Слоговая	26	36	46	55	62	69	75	80	81

Кроме того, был проведен ориентировочный расчет вероятности тропосферного приема в зависимости от расстояния до передатчика и чувствительности приемника (рис. 42). Условно принято, что полная излучаемая мощность радиовещательного передатчика, умноженная на коэффициент направленного действия передающей антенны, равна 150 кВт, высота передающей антенны 300 м, прием проводится на полуволновой вибратор на частотах 40—100 МГц и пятиэлементный волновой канал на частоте около 200 МГц. Из рис. 42 видно, что при $\rho_{вх}=-2$ дБ обеспечивается тропосферный прием УКВ ЧМ станции в течение 50% времени. Необходимое увеличение чувствительности приемника возможно за счет использования синхронного детектирования.

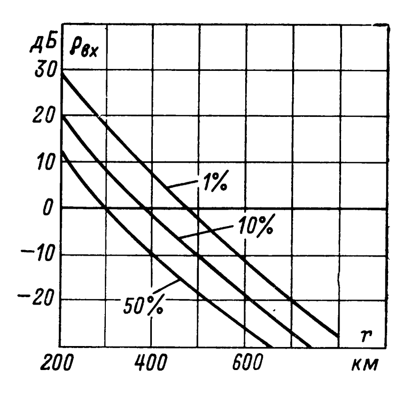


Рис. 42. Вероятность тропосферного приема УКВ ЧМ в зависимости от расстояния до передатчика и чувствительности приемника.

Что касается тракта изображения, то унифицированные промышленные телевизоры имеют широкую полосу пропускания и вероятность попадания помехи на вход амплитудного детектора велика. Поэтому в канале изображения также необходим синхронный детектор. Однако и он не обеспечивает необходимую помехоустойчивость. Это объясняется тем, что спектр телевизионного сигнала имеет гребенчатую форму и группируется около частот, кратных частоте строчной развертки. В свою очередь каждая такая группировка состоит из подгрупп, отстоящих одна от другой на частоту,

кратную частоте кадровой развертки. Амплитудно-частотная характеристика помехоустойчивого приемника должна соответствовать спектральному распределению сигнала, в то время как в промышленных телевизорах амплитудно-частотная характеристика линейна

Для повышения помехоустойчивости при пороговых уровнях входного сигнала канал изображения должен иметь: блок выделения несущей, синхронный амплитудный детектор, видеоусилитель с линией задержки на период строчной развертки в цепи обратной связи, амплитудный корректор и кинескоп с повышенным временем послесвечения. Видеоусилитель с линией задержки (при коэффициенте обратной связи, близком к единице) формирует гребенчатую амплитудно-частотную характеристику, зубцы которой отстоят на период строчной развертки. Амплитудный корректор обеспечивает линейную зависимость между напряжением продетектированного сигнала и яркостью свечения кинескопа. Применение амплитудного корректора и кинескопа с длительным послесвечением эквивалентно использованию гребенчатого фильтра, зубцы которого отстоят друг от друга на период кадровой развертки. Вместо видеоусилителя линию задержки можно поставить в усилителе второй промежуточной частоты. Если последняя равна 4,35 МГц, пригодна линия задержки от цветного телевизора.

В целом полоса пропускания получается достаточно узкой и обеспечивается высокая помехоустойчивость приема. Но так как структурная схема помехоустойчивого телевизора довольно сложна и отсутствуют конкретные схемные решения, за его разработку могут взяться только опытные радиолюбители, получившие положительные результаты при повторении схемы высокочувствительного синхронного приемника звукового сопровождения.

Радиочастотный тракт и гетеродин. Радиочастотная линейка синхронного приемника звукового сопровождения (рис. 43, блок *1*) выполнена на лампах по схеме резонансного четырехкаскадного усилителя с одиночными контурами. Сигнал высокой частоты подается на гнездо $Гн_1$. Для уменьшения перекрестных искажений на входе приемника стоит двухконтурный полосовой фильтр. В первом каскаде используется малошумящий пентод 6Ж38П. Регулировки усиления, грубая и плавная осуществляются соответственно переменными резисторами R_1 и R_2, установленными на передней панели. При этом на третьи сетки ламп $Л_2$ и $Л_3$ подается отрицательное смещение, которое перераспределяет ток катода лампы между второй сеткой и анодом. С уменьшением анодного тока уменьшаются крутизна характеристик лампы и коэффициент усиления. При таком способе регулировки усиления значительно меньше проявляется нелинейность анодно-сеточной характеристики лампы.

Смеситель выполнен на лампе $Л_5$. С целью разделения цепей входного сигнала и гетеродина напряжение от блока гетеродина *2* через гнездо $Гн_4$ подается на третью сетку лампы смесителя. Сигнал промежуточной частоты с нагрузки смесителя поступает на выходное гнездо $Гн_3$, которое соединяется со входом демодулятора. Для монтажа радиочастотной линейки применяются следующие детали: конденсаторы C_1, C_3, C_6, C_{14}, C_{23}, C_{30}, C_{37}, C_{41} группы М47 с допускаемым отклонением ±5%; C_9, C_{17}, C_{26}, C_{33}, C_{40} такие же, но с допускаемым отклонением ±20%; C_5, C_8, C_{13}, C_{20}, C_{29}, C_{32}, C_{38} типа КЛС-1а-Н90; C_2, C_4, C_{42} типа КД-1а; остальные конденсаторы проходные емкостью 6800 пФ; резисторы типа МЛТ; сопротивление резистора R_{15} подбирается так, чтобы напряжение на анодах ламп

5—786

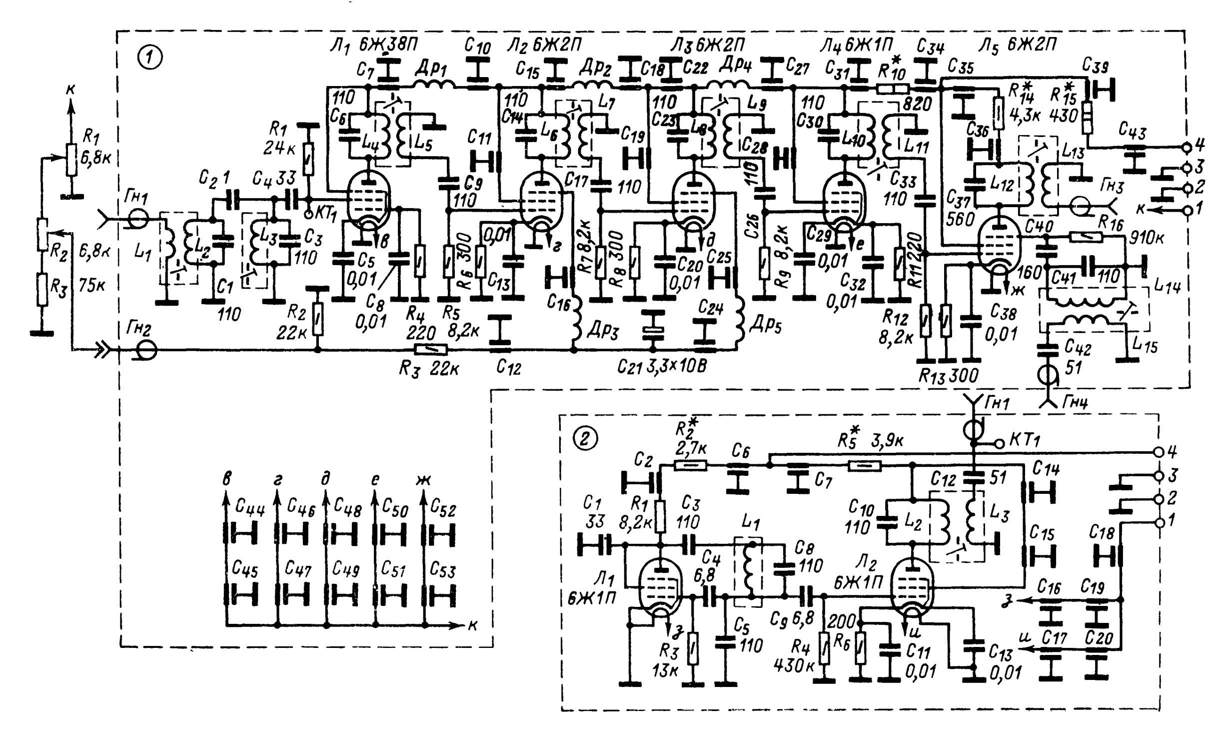


Рис. 43. Схема радиочастотного тракта и гетеродина.

было равно 120 В; индуктивность дросселей $Др_1$—$Др_4$—68 мкГ. Все катушки индуктивности, кроме L_{12}, L_{13}, наматываются проводом ПЭЛ-1,0 на каркасах диаметром 7,5 мм и помещаются в алюминиевые экраны. Катушка L_1 содержит один виток двойного провода, намотанного на катушке на L_2; L_{15} — один виток, намотанный на катушке L_{14}. В приемнике с двойным преобразованием частоты и блоком ПТК-11 катушки L_2 и L_3 содержат по семь витков двойного провода, L_4—L_5, L_6—L_7, L_8—L_9, L_{10}—L_{11} — по семь витков в два провода, L_{14} — пять витков двойного провода. При использовании линейки на радиочастоте число витков намотки и емкости контурных конденсаторов следует уменьшить обратно пропорционально рабочей частоте. В диапазоне около 200 МГц количество витков уменьшается до 2—3, а функции конденсатора колебательного контура выполняют входная и выходная емкости ламп. Для уменьшения внутренних шумов приемника контур L_3C_3 можно исключить. Подстройка рассмотренных катушек индуктивности производится карбонильными или латунными сердечниками.

Катушка индуктивности L_{12} содержит 6,5 витков провода ЛЭШО-12×0,07. Фторопластовый каркас катушки расположен внутри сердечника типа СБ-23а, который в свою очередь помещается в латунный экран. Катушка L_{13} наматывается на L_{12} и имеет один виток двойного провода ЛЭШО-12×0,07.

Конструкция шасси линейки показана на рис. 44,*а*. Снизу шасси закрывается крышкой, а между каскадами ставятся четыре экрана (рис. 44,*б*). Шасси, крышка и экраны изготавливаются из латуни толщиной 1,5 мм. Деталировка катушек индуктивности L_{12}—L_{13} показана на рис. 44,*в*, *г*. На шасси имеются отверстия диаметром: 3,5 мм — для крепления ламповых панелек, межкаскадных экранов, экранов катушек и для крепления самой линейки к шасси приемника винтами М3; 5 мм — для проходных конденсаторов; 19,5 мм — для ламповых панелек и каркасов катушек индуктивности L_1—L_{11}, L_{14}—L_{15}. Отверстия диаметром 3,5 мм сверлятся в сборе с прикрепляемой деталью, лепестки для заземления элементов пробиваются непосредственно в шасси.

Гетеродин (см. рис. 43, блок *2*) выполнен в виде отдельного блока. Задающий генератор собран по схеме емкостной трехточки на лампе $Л_1$. Буферный каскад, выполненный на лампе $Л_2$, устраняет возможность затягивания частоты гетеродина сильным сигналом местной станции. Напряжение на аноде буферного каскада подбирается резистором R_5.

Для блока гетеродина применяются детали: конденсаторы C_3, C_5, C_8, C_{10} группы М47; C_1, C_4, C_9, C_{12} типа КД-1а; C_{11}, C_{13} типа КЛС-1а-Н90; остальные — проходные емкостью 6800 пФ. Катушки индуктивности L_1 и L_2 имеют по пять витков двойного провода ПЭЛ-1,0, намотанного на каркасе диаметром 7,5 мм, L_3 — один виток двойного провода, намотанного на L_2. Для повышения стабильности частоты конденсатор C_4 можно заменить кварцем, основная частота которого или третья — пятая гармоники равны частоте гетеродина. Конструкция шасси гетеродина показана на рис. 44,*д*.

Для настройки радиочастотной линейки и гетеродина используются генератор стандартных сигналов (ГСС) и высокочастотный милливольтметр, подключаемый к гнезду $Гн_3$ линейки. Выходное напряжение от ГСС частотой 4,35 МГц подается на первую сетку лампы $Л_5$ и катушка индуктивности L_{12} подстраивается карбонильным сердечником на максимальное показание милливольтметра. При

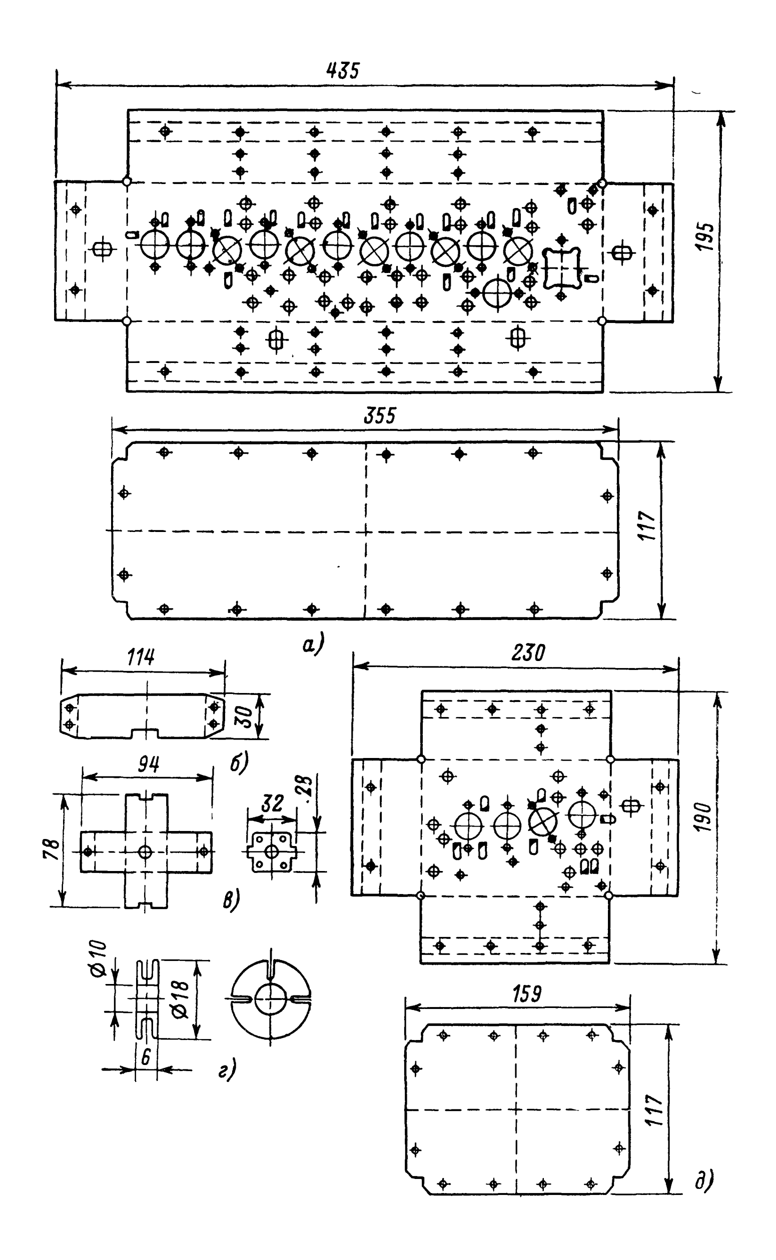


Рис. 44. Конструкция радиочастотной линейки и гетеродина.

а — шасси и крышка линейки; *б* — межкаскадный экран; *в* — экран и основание катушек ПЧ; *г* — каркас катушек ПЧ; *д* — шасси и крышка гетеродина.

этом движки внешних резисторов R_1 и R_2 должны находиться в крайнем верхнем (по схеме) положении. Затем гнезда $Гн_4$ линейки и $Гн_1$ гетеродина соединяются кабелем, а ГСС перестраивается на частоту сигнала. Подстраивая сначала катушку гетеродина L_1, а затем L_2 гетеродина и L_{14} радиочастотной линейки, снова добиваются максимальных показаний милливольтметра. После этого уменьшают отрицательное смещение на третьих сетках ламп $Л_2$ и $Л_3$, а выход ГСС через делитель подключают к гнезду $Гн_1$ линейки и настраивают катушки L_2—L_{10}.

Характеристики радиочастотной линейки: коэффициент усиления не менее 10 000; промежуточная частота 4,35 МГц; вход $Гн_1$ и выход $Гн_3$ коаксиальные, с волновым сопротивлением 50—75 Ом; анодный ток 45 мА; ток накала 0,87 А.

Помехоустойчивый частотный демодулятор. Схема демодулятора показана на рис. 45. Сочетание ламповой и транзисторной техники позволило выполнить два противоречащих друг другу требования. Известно, что ограничение сигнала до системы ФАПЧ ухудшает помехоустойчивость, поэтому усилитель промежуточной частоты должен быть линейным. Кроме того, амплитуда колебаний синхронного гетеродина должна быть меньше, чем управляющее напряжение, которое формируется в фазовом детекторе из сигнала промежуточной частоты. Оба условия совместимы, если нелинейность УПЧ проявляется при бо́льших напряжениях, чем нелинейность усилительного элемента синхронного гетеродина. Простейшее решение— использование лампы в УПЧ и транзистора в схеме синхронного гетеродина. Тракт замкнутой системы смешения имеет шумовую полосу около 35 кГц.

Частотно-модулированный сигнал с гнезда $Гн_1$ через входной трансформатор L_1L_2 поступает на усилитель промежуточной частоты, выполненный на лампе $Л_1$. С выхода усилителя напряжение сигнала через двухконтурный полосовой фильтр подводится к фазовому детектору, на который одновременно с контура L_6C_{20} поступает напряжение гетеродина. Фазовый детектор собран по кольцевой схеме на диодах $Д_1$—$Д_4$ с дополнительными резисторами R_7—R_{10}. Сопротивления дополнительных резисторов выбраны достаточно большими, чтобы не уменьшить добротность контура L_4C_{11}.

Низкочастотный пропорционально-интегрирующий фильтр в цепи управления синхронного генератора образован резистором R_6, конденсаторами C_{12}, C_{13} и входной емкостью стабилитронов $Д_5$, $Д_6$. Стабилитроны $Д_5$ и $Д_6$ используются здесь как управляемые напряжением варикапы На них подается запирающее напряжение от стабилитрона $Д_7$ через резистивный делитель R_{12}, R_{13}. Синхронный гетеродин выполнен на транзисторе T_1 по схеме емкостной трехточки. Напряжение питания гетеродина стабилизировано стабилитроном $Д_8$. Сигнал гетеродина через конденсатор C_{21} поступает на буферный усилитель, выполненный на лампе $Л_2$, а затем на фазовый детектор.

Низкочастотное напряжение пропорционально-интегрирующего фильтра через гнездо $Гн_3$ подводится к регулятору громкости R_4 и далее к усилителю низкой частоты (УНЧ). Конденсатор C_{10} и резистор R_5 образуют фильтр коррекции предыскажений. Измерительным прибором $ИП_1$ контролируется уровень входного сигнала и настройка приемника на требуемую частоту. В пределах полосы удержания отклонение стрелки прибора от среднего положения пропорционально расстройке входного сигнала, а максимальное откло-

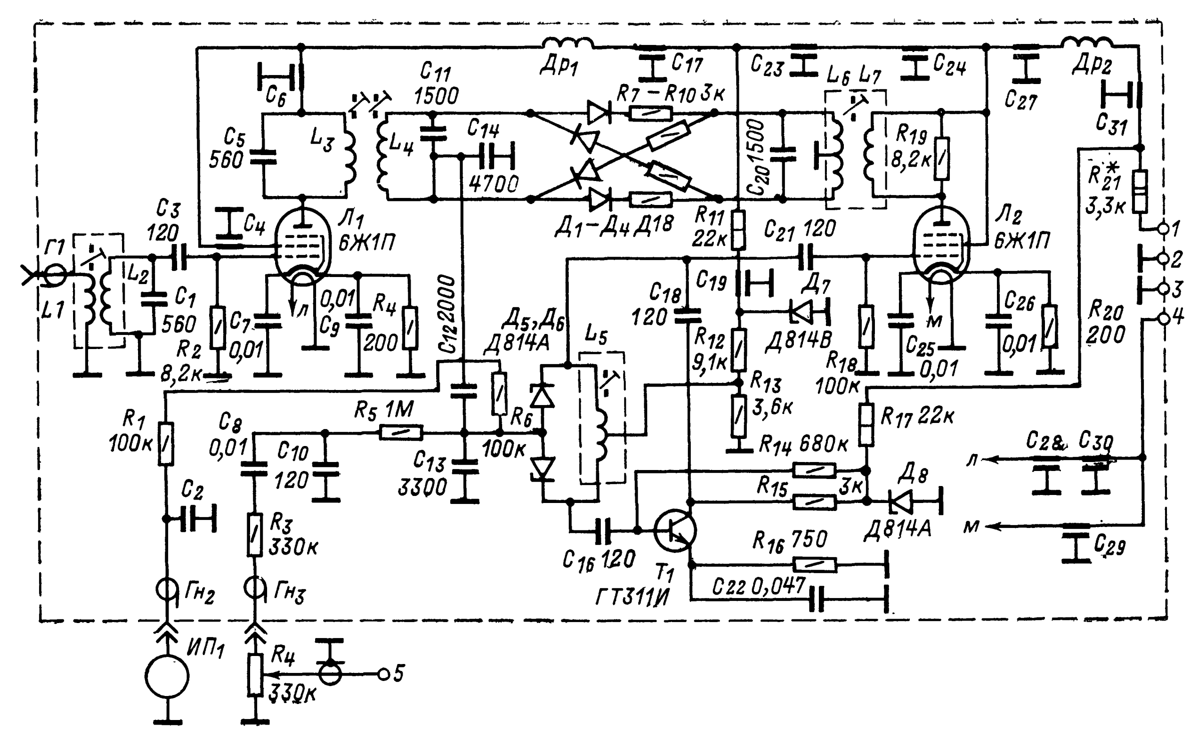


Рис. 45. Схема помехоустойчивого частотного демодулятора.

нение стрелки пропорционально его амплитуде. Питающее напряжение для цепей анода и накала подается в точки *1* и *4* соответственно.

Монтаж схемы навесной. Применяются следующие детали: резисторы R_7—R_{10} типа БЛП или МЛТ, подобранные с точностью до 1%; резисторы R_{12} и R_{13} типа БЛП, что обусловлено необходимостью температурной стабильности гетеродина; все остальные резисторы типа МЛТ; конденсаторы C_1, C_5, C_{11}—C_{13}, C_{20} группы М47 с допускаемым отклонением 5%; C_3, C_{10}, C_{16}, C_{18}, C_{21} группы М47, но с допускаемым отклонением до 20%; конденсаторы C_7, C_8, C_9, C_{14}, C_{22}, C_{25}, C_{26} типа КЛС-1а-Н90; проходные конденсаторы имеют емкость 10 000 пФ; диоды $Д_1$—$Д_4$ подбираются с одинаковыми вольт-амперными характеристиками; индуктивности дросселей — 560 мкГ.

Катушки индуктивности наматываются проводом ЛЭШО-12×0,07. Каркасы помещаются в броневые карбонильные сердечники типа СБ-23а. Катушка L_1 содержит один виток, L_2, L_3, L_7 — по 6,5 витка, L_4—L_6 — по два витка двойного провода, L_5 — шесть витков двойного провода. Катушка L_1 наматывается сверху на L_2, а L_6 на L_7. Индуктивная связь между контурами полосового фильтра регулируется перемещением экранирующей латунной пластины, расположенной между двумя броневыми сердечниками.

Анодное напряжение 120 В устанавливается подбором резистора R_{21}. Сопротивление резистора R_{14} выбирается так, чтобы выполнялось условие самовозбуждения гетеродина, а амплитуда его колебаний оставалась небольшой. Для повышения стабильности амплитуды катушку колебательного контура гетеродина целесообразно зашунтировать двумя диодами типа Д18, включенными параллельно в противоположных направлениях.

Усилитель настраивается на промежуточную частоту 4,35 МГц при неработающем синхронном гетеродине. Полоса пропускания входного контура равна 70 кГц. Полосовой фильтр имеет двугорбую амплитудно-частотную характеристику с максимальным подъемом в 1,2 раза при расстройке относительно средней частоты на 52 кГц. Результирующая амплитудно-частотная характеристика максимально плоская с полосой пропускания 75 кГц. Синхронный гетеродин и контур буферного каскада настраивают на промежуточную частоту при закороченном конденсаторе C_{14}.

Конструкция шасси демодулятора показана на рис. 46.

Характеристики демодулятора: промежуточная частота 4—4,5 МГц, напряжение входного сигнала 50 мВ; полоса удержания системы ФАПЧ 160 кГц; нестабильность собственной частоты гетеродина 2—3 кГц/°С; выходное низкочастотное напряжение 30 мВ при девиации частоты 75 кГц; анодный ток 40 мА; ток накала 0,35 А. В пороговой области при том же выходном отношении сигнал/помеха это отношение на входе помехоустойчивого частотного демодулятора в 3—4 раза меньше, чем в обычном демодуляторе.

Усилитель низкой частоты и схемы питания. Схема усилителя низкой частоты показана на рис. 47,*а*. Вход *1* подключается к регулятору громкости, выход *5* — к громкоговорителю типа 4ГД-4. Высокое входное сопротивление усилителя обеспечивает истоковый повторитель на полевом транзисторе T_1. Выходной каскад усилителя выполнен по бестранформаторной схеме. В цепь базы транзисторов T_4, T_5 через конденсатор C_4 подается напряжение положительной обратной связи. Все каскады, кроме входного, охвачены общей

отрицательной обратной связью, с помощью которой выходное напряжение усилителя через сопротивление R_6 и цепочку R_5C_1 подается на эмиттер транзистора T_2.

В усилителе используются следующие детали: все резисторы, кроме R_{15} и R_{16} типа МЛТ; резисторы R_{15} и R_{16} наматываются высокоомным проводом; конденсаторы C_1, C_3—C_5 типа К50-6, C_2 типа КСО, C_6 типа К50-3б.

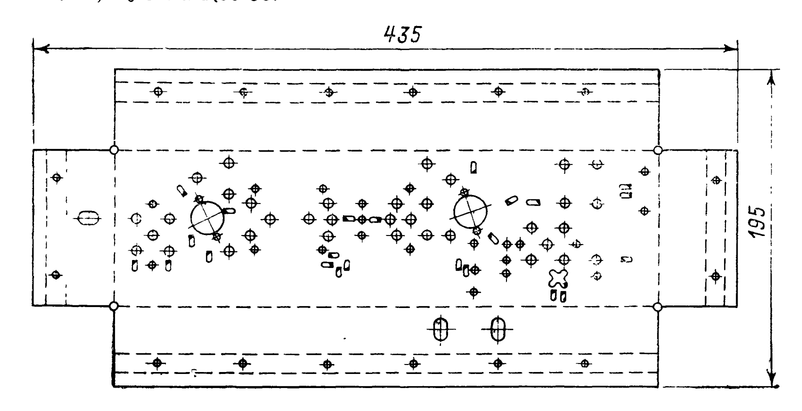


Рис. 46. Конструкция шасси частотного демодулятора.

Усилитель смонтирован на гетинаксовой плате (рис. 47,*б*, *в*) размером 150×105 мм. На плате имеются отверстия: диаметром 3 мм, предназначенные для крепления платы к шасси приемника и радиаторов транзисторов T_6, T_7 к плате; диаметром 5 мм для установки полевого транзистора; диаметром 8,5 мм для установки транзисторов T_2—T_5; диаметром 12 мм для установки конденсатора C_6. Монтаж платы выполнен медным неизолированным проводом диаметром 1 мм.

Настраивая усилитель, необходимо установить движок резистора R_9 так, чтобы напряжения между коллектором и эмиттером транзисторов T_6 и T_7 были равны. Ток покоя усилителя (около 25 мА) измеряют при закороченном входе *1* (при отсутствии наводок). Регулировкой сопротивления отрицательной обратной связи получают завал амплитудно-частотной характеристики 3 дБ на частоте 15 кГц.

Характеристики усилителя низкой частоты: чувствительность 50 мВ при максимальной выходной мощности 4 Вт; коэффициент гармоник 2% на частоте 400 Гц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики 3 дБ в полосе частот 60 Гц — 15 кГц.

В приемнике используется четыре стабилизатора напряжения: стабилизатор для питания УНЧ и стабилизатор накала, высоковольтный стабилизатор для питания радиочастотной линейки с гетеродином и высоковольтный стабилизатор для питания демодулятора. Вместо балластного сопротивления в стабилизаторах используется источник тока. В динамическом режиме он эквивалентен большому балластному сопротивлению, а падение напряжения на нем невелико. Поэтому одновременно получаются большие коэффициент стабилизации

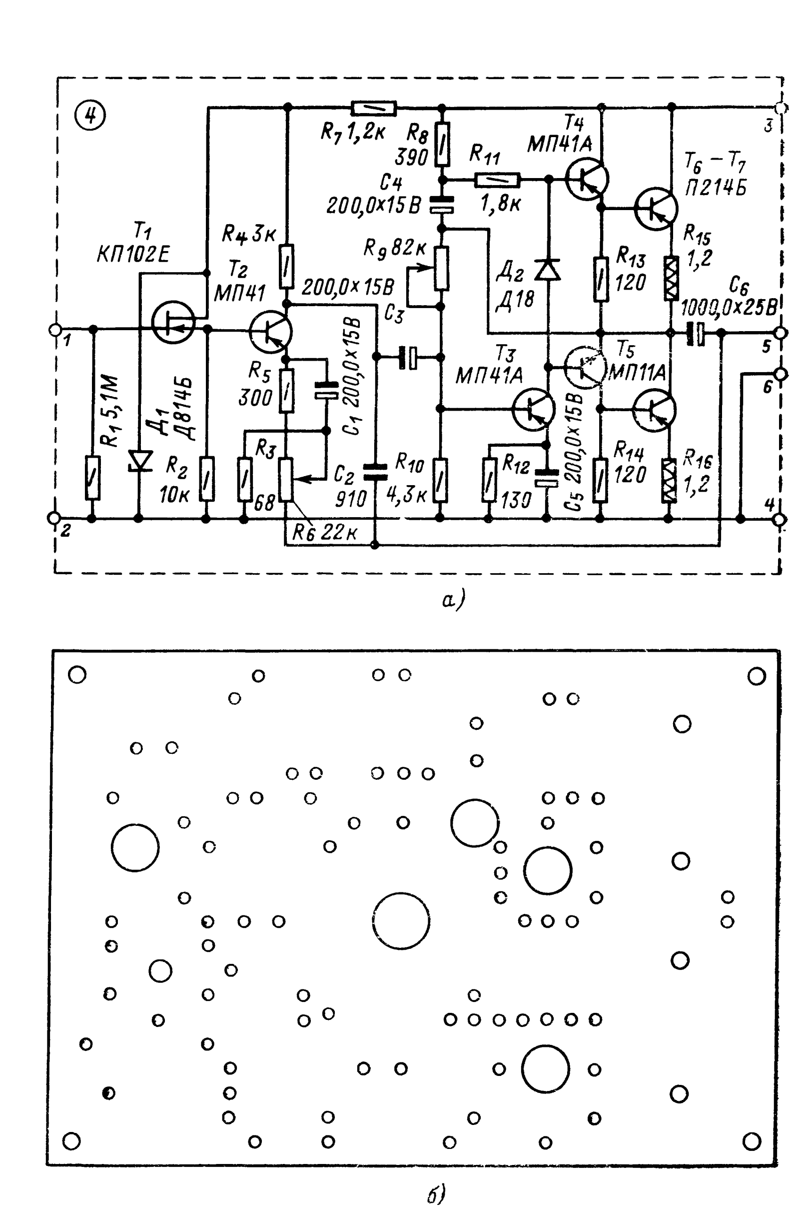
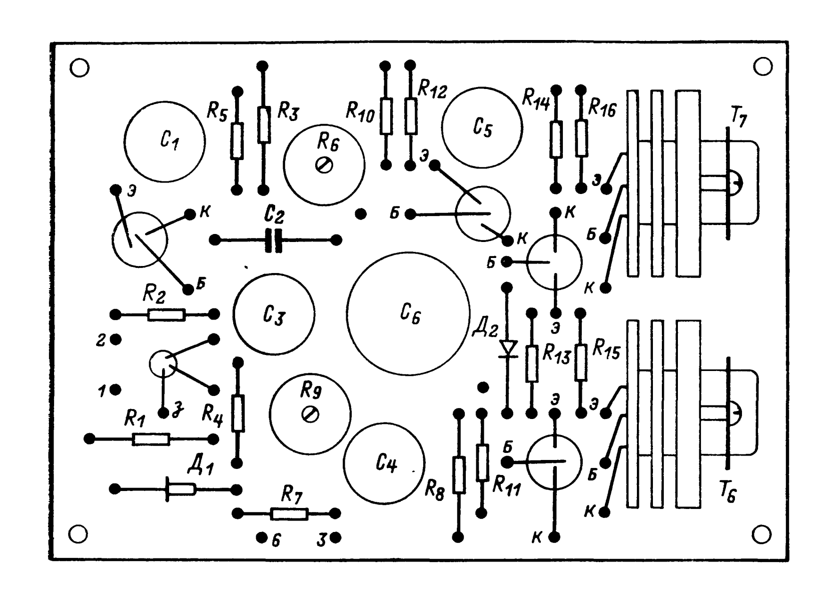
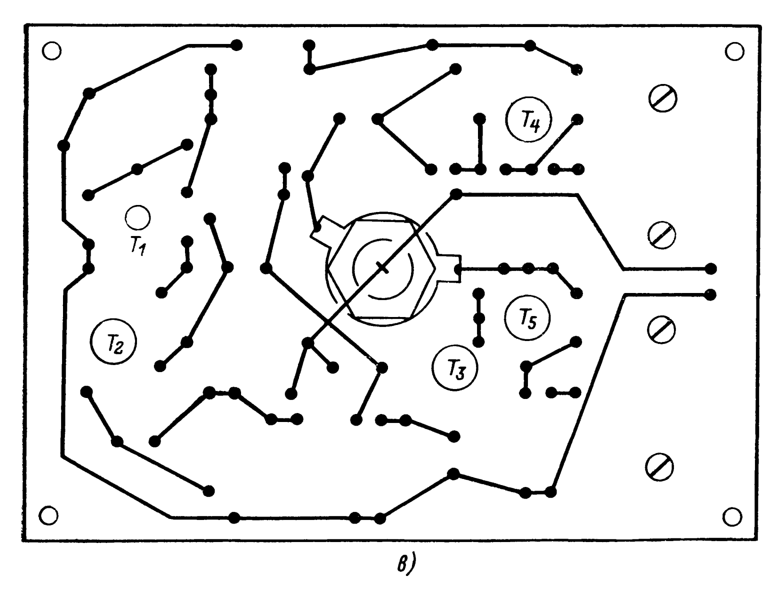


Рис. 47. Усилитель

а — принципиальная схема; *б* — конструкция





в)

низкой частоты.

платы; *в* — монтажная схема.

и к. п. д. На рис. 48 приведены нагрузочные характеристики для балластного сопротивления (кривая *1*) опорного стабилитрона (кривая *2*) и источника тока (кривая *3*). Из рисунка видно, что при одинаковых приращениях напряжения на входе $\Delta U_{вх}$ изменение выходного напряжения $\Delta U_{ст}$ меньше в схеме с источником тока.

Стабилизатор УНЧ (рис. 49) — параметрический. На вход выпрямителя подается переменное напряжение 22 В, выходное стабилизированное напряжение равно 15 В.

Компенсационный стабилизатор накала (рис. 50) может обеспечить максимальный ток в нагрузке до 3 А. В точки *1*, *2* подво-

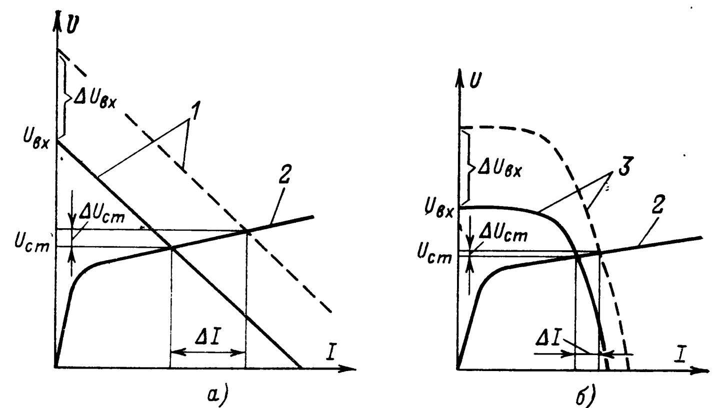


Рис. 48. Нагрузочные характеристики стабилизатора.
а — с балластным сопротивлением; *б* — с источником тока.

дится переменное напряжение 12,6 В. Нестабильность выходного напряжения составляет 30 мВ при изменении напряжения сети на 10% и изменении температуры окружающей среды на 5°С. Коэффициент стабилизации — 100, выходное сопротивление — 0,03 Ом. Выходное напряжение, равное 6,3 В, устанавливается резистором R_3.

Выбор параметрической схемы высоковольтного стабилизатора (рис. 51) обусловлен следующими ее преимуществами по сравнению с компенсационной: простотой, высокой помехоустойчивостью, малыми наводками, надежностью. На выходе стабилизатора включен фильтр, выполненный на транзисторах T_4, T_5. Температурная нестабильность выходного напряжения стабилизатора 0,4 В/°С, коэффициент стабилизации 90, выходное сопротивление 15 Ом, максимальный ток нагрузки 80 мА. Настройка стабилизатора сводится к подбору опорных стабилитронов $Д_6$, $Д_7$ типа Д817В, Д817Г или КС630А: при номинальных входном напряжении и токе нагрузки напряжение между коллектором и эмиттером регулирующего транзистора должно быть 25—30 В.

В стабилизаторах используются резисторы типа МЛТ, высоковольтные конденсаторы, пять конденсаторов емкостью 2000 мкФ типа К50-3б, конденсатор 500,0×15 В типа К50-6. Размеры плат — 150×105 мм. Плата стабилизатора накала вдвое больше. Диаметры отверстий для диодов и транзисторов равны соответственно 4,6 и 8,5 мм. Силовой трансформатор должен иметь две вторичные

обмотки на напряжение 6,3 В и ток 4 А, одну — на напряжение 22 В и ток 0,4 А и две — на напряжение 160 В и ток 0,1 А. Внешний вид приемника показан на рис. 52.

Поскольку радиочастотная линейка, гетеродин и демодулятор экранированы, общая конструкция приемника может быть произвольной и определяться габаритами имеющегося корпуса.

ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ МИНИАТЮРНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

Приемная плата миниатюрного телевизора (рис. 54) предназначена для повторения начинающими радиолюбителями. Она позволяет принимать сигналы изображения в первом телевизионном канале. При соответствующей настройке контуров и замене транзисторов на более высокочастотные, например ГТ341А, ее можно использовать и для 2—5 телевизионных каналов. Малые размеры платы, минимальное количество намоточных изделий, простота настройки стали возможными благодаря особенностям схемы.

Двухкаскадный усилитель высокой частоты выполнен на транзисторах T_1—T_2. С помощью конденсатора C_2 достигается частичная нейтрализация проходной емкости коллекторно-базового перехода транзистора T_1. Полоса пропускания радиочастотного тракта значительно меньше ширины спектра телевизионного сигнала, в результате чего обеспечивается помехоустойчивая работа детектора $Д_1$. Подавление в усилителе высокой частоты боковых составляющих амплитудно-модулированного сигнала компенсируется соответствующим подъемом амплитудно-частотной характеристики видеоусилителя. Используемый способ повышения помехоустойчивости с выделением сигнала узкополосным фильтром и переносом усиления на низкую частоту является упрощенным случаем метода синхронного детектирования. Если сопротивление резисторов соответствуют указанным на принципиальной схеме, настройка видеоусилителя не требуется. Видеоусилитель выполнен на кремниевых транзисторах T_3—T_5, работающих при небольших напряжениях на коллекторе. Это позволило отказаться от громоздких переходных и эмиттерных конденсаторов и использовать в видеоусилителе непосредственную гальваническую связь между каскадами.

Для снижения потребляемой мощности коллекторное сопротивление выходного каскада выбрано большим. Подъем усиления на высоких частотах достигается с помощью общей отрицательной обратной связи, осуществляемой через резистор R_9. Этот резистор одновременно стабилизирует рабочую точку транзисторов T_3—T_5. С увеличением частоты в результате фазового сдвига сигнала действие обратной связи уменьшается и коэффициент усиления возрастает. Кроме того, каждый из каскадов видеоусилителя охвачен местной отрицательной обратной связью по току через резисторы R_{11}, R_{13}, R_{14}. Примененная здесь коррекция амплитудно-частотной характеристики в отличие от схем с использованием катушек индуктивности уменьшает динамический диапазон в области высоких частот. Однако видеоусилитель не перегружается, так как составляющая мощности видеосигнала на высоких частотах достаточно мала.

Плата изготовляется из двустороннего фольгированного стеклотекстолита. Верхняя сторона платы выполняет функции экрана и припаивается к шасси телевизора в нескольких точках по всему контуру. Заземление проводами недостаточно эффективно и приводит к самовозбуждению. При монтаже платы используются следую-

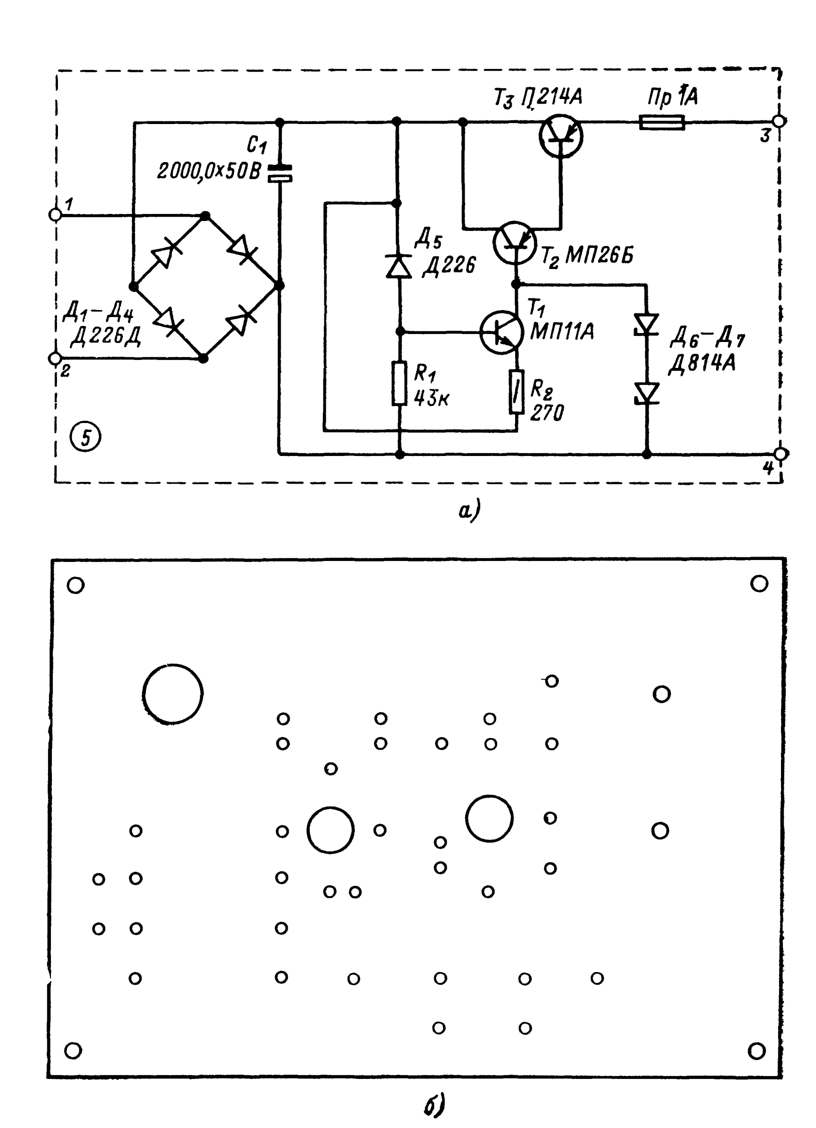
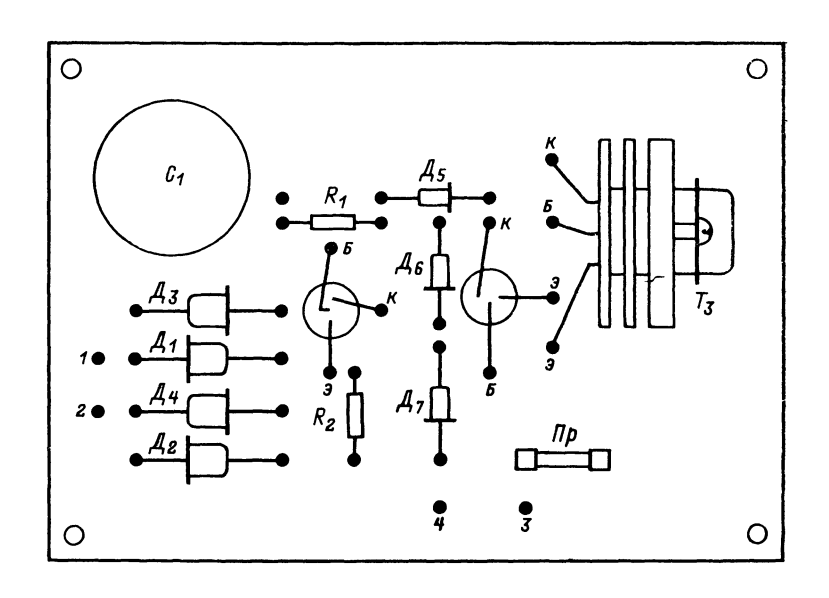
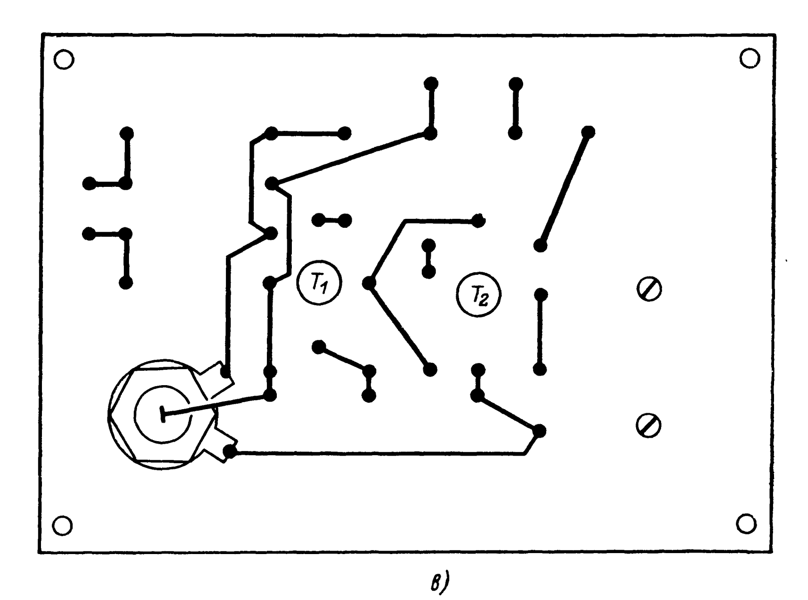


Рис. 49. Стабили
а — принципиальная схема; *б* — конструкция





в)

затор УНЧ.
платы; в — монтажная схема.

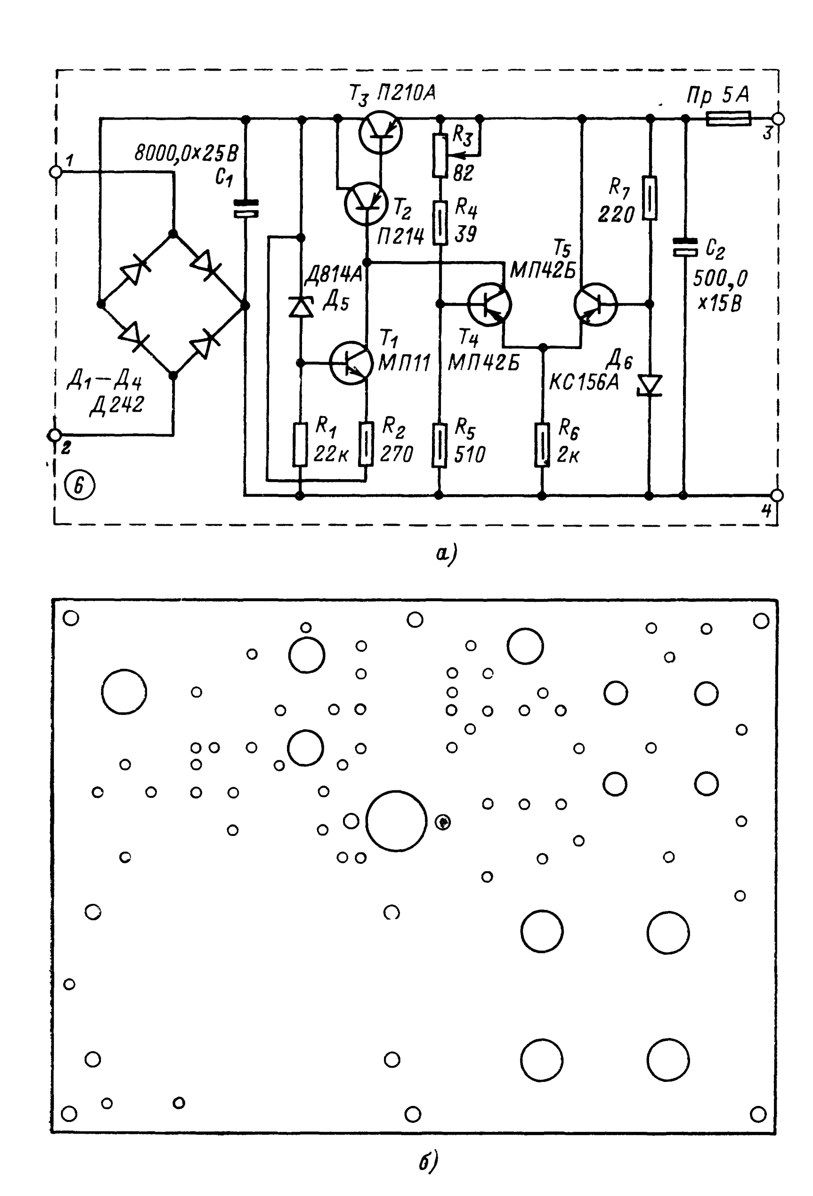


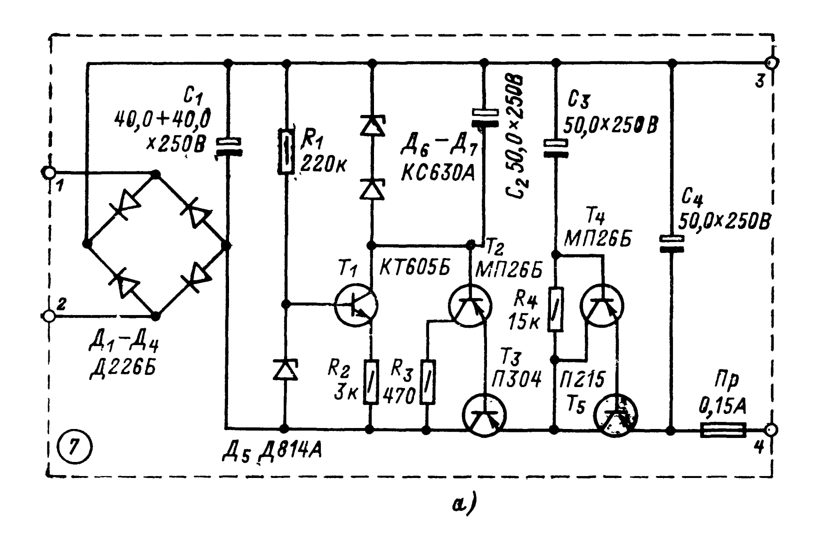
Рис. 50. Стабили

а — принципиальная схема; *б* — конструкция

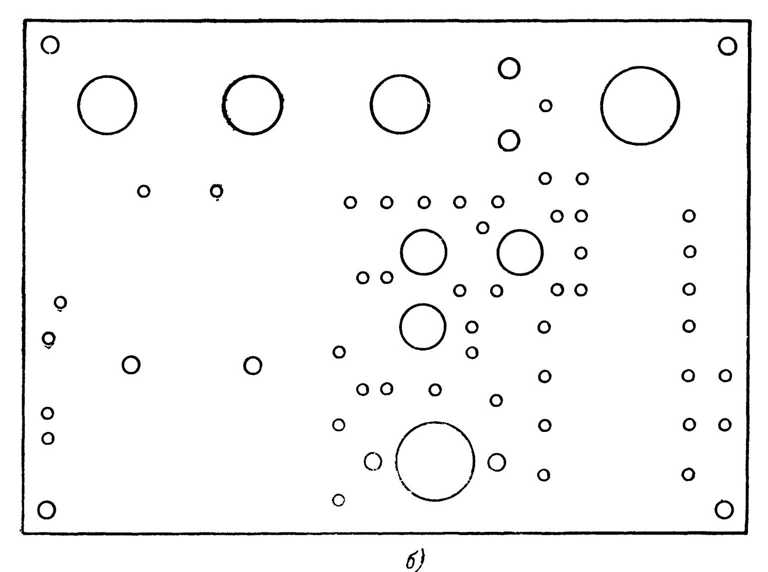
в)

затор накала.

платы; *в* — монтажная схема.



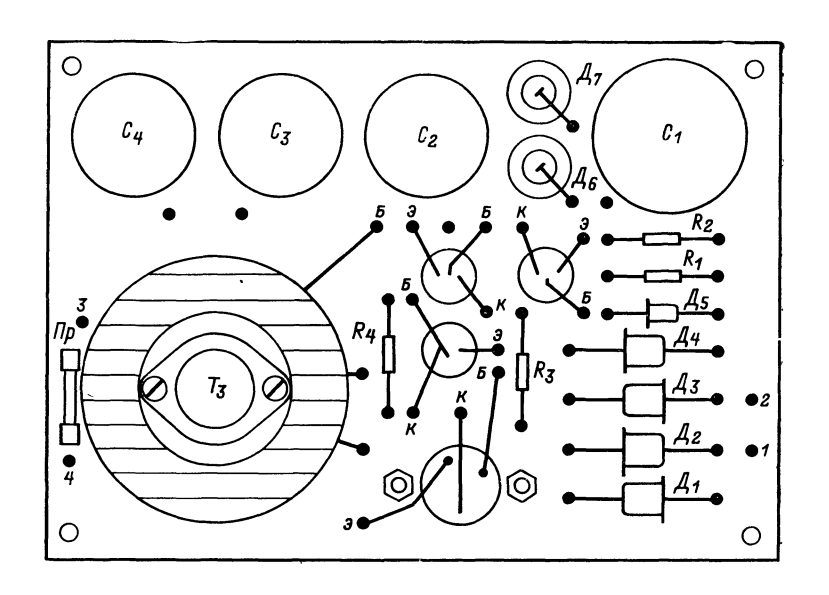
а)

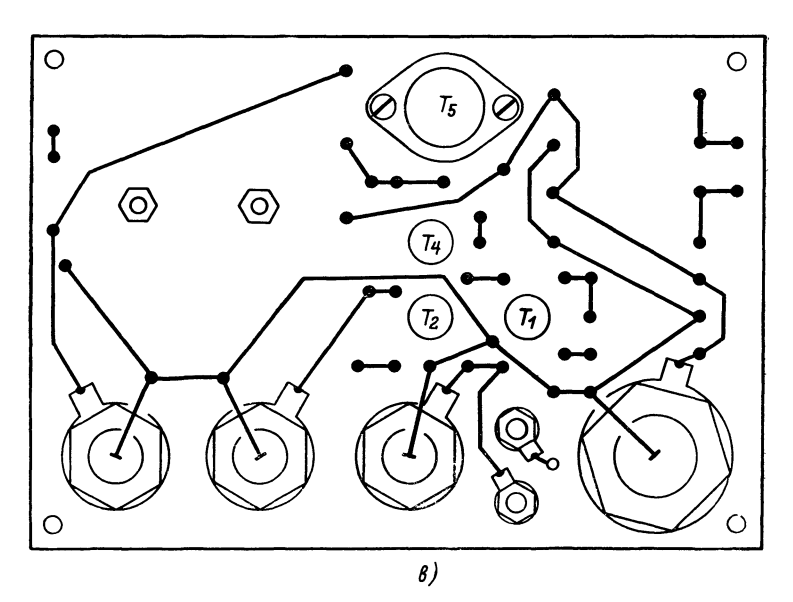


б)

Рис. 51. Высоко

а — принципиальная схема; *б* — конструк





в)

вольтный стабилизатор.

ция платы; *в* — монтажная схема.

щие детали: конденсаторы C_4, C_8, C_9 типа КД-1б, C_{10} — электролитический, остальные — типа КМ-3б; все резисторы, кроме R_9 типа МЛТ-0,125 или КИМ 0,05. Выбор типа резистора R_9 (МТ-0,125) определяется емкостью выводов, которая влияет на амплитудно-частотную характеристику видеоусилителя. Намотка катушек индуктивности L_1 и L_3 рядовая, по шесть витков провода ПЭЛ-0,62 на

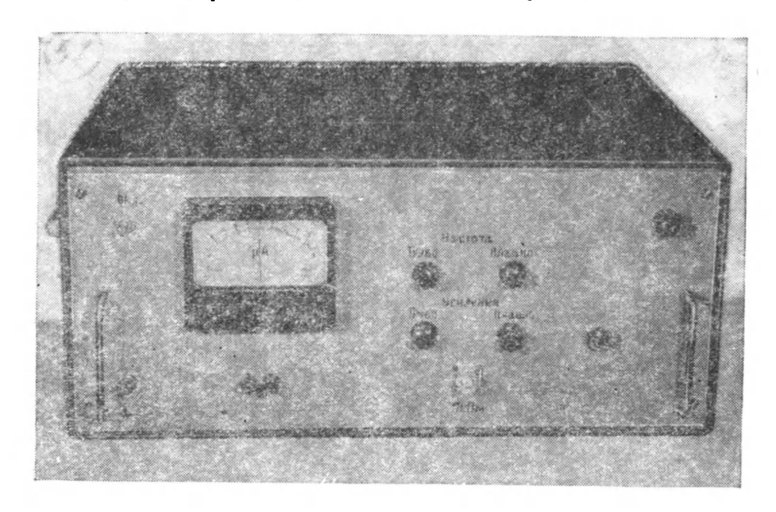


Рис. 52. Внешний вид синхронного приемника.

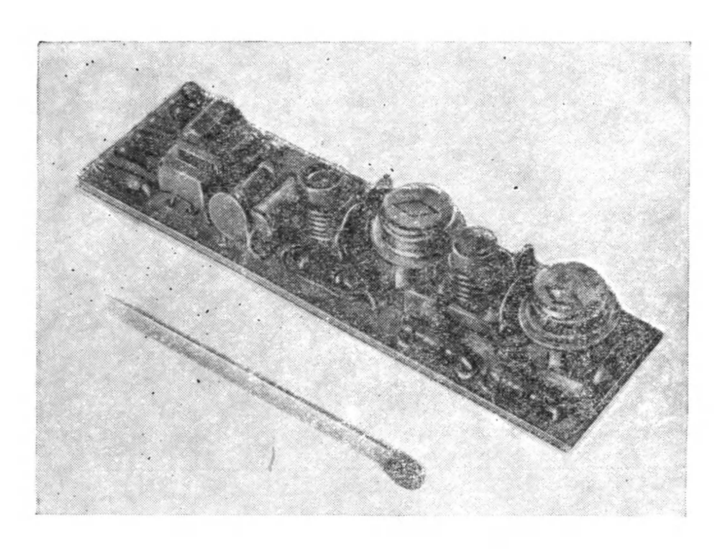


Рис. 53. Внешний вид приемной платы.

каркасах диаметром 5 мм. Катушка L_2 намотана на L_1 и содержит три витка провода ПЭЛ-0,31. Диод Д18 можно заменить на Д20, транзисторы КТ315Б — на КТ315Г.

После проверки монтажа на плату подается питание: в точку *2* — +4,9 В от общего стабилизатора, в точку *5* — +30 В от схемы строчной развертки. Катод кинескопа и селектор синхроимпульсов присоединяют соответственно к точкам *3* и *4*. Напряжение на

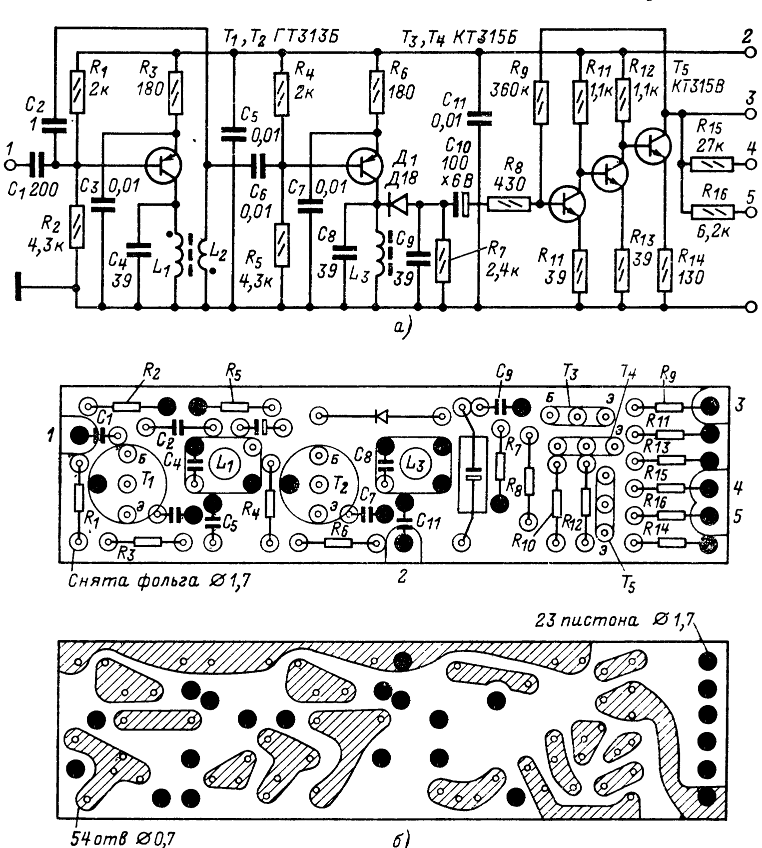


Рис. 54. Схема приемной платы миниатюрного телевизора.

а — принципиальная; б — монтажная.

управляющем электроде кинескопа (регулировка яркости) должно изменяться от 0 до —90 В. Напряжение на коллекторе транзистора T_5 при закороченном резисторе R_7 должно быть +13 В. При небольших отклонениях коллекторного напряжения необходимо подобрать сопротивление резистора R_9.

В пределах города антенной может служить отрезок монтажного провода длиной от 10 до 30 см, который присоединяют к точ-

ке *1*. Катушки индуктивности L_1 и L_3 настраивают карбонильными сердечниками диаметром 4 мм. При настройке с помощью измерительного генератора выход последнего подключают ко входу платы через конденсатор емкостью 1—3 пФ, который является эквивалентом антенны.

Качество приема зависит от места установки телевизора. Причинами неисправности или самовозбуждения, проявляющегося в виде потери четкости изображения, многоконтурности или муара, могут быть нарушения в монтаже, перегрев транзисторов при пайке, взаимная расстройка контуров, плохая экранировка и заземление, близкое расположение антенны от других проводников.

Внешний вид приемной платы показан на рис. 53. Ее основные характеристики: чувствительность со входа 250 мкВ при амплитуде видеосигнала на катоде кинескопа 20 В; четкость по вертикальному клину 300 строк, что ограничено недостаточной фокусировкой луча в трубках с малым экраном; избирательность по верхнему смежному каналу не хуже, чем в унифицированных телевизорах; потребляемая мощность 200 мВт; габаритные размеры 70×18×(8÷13) мм.

ПРИЛОЖЕНИЕ

МИКРОСХЕМЫ

Ниже приведены описания микросхем, которые могут быть использованы для специфических узлов синхронных приемников. Краткое описание каждой микросхемы дано в следующем порядке: наименование схемы, номер рисунка с принципиальной схемой, номер рисунка с внешним видом, возможность применения, соединение выводов

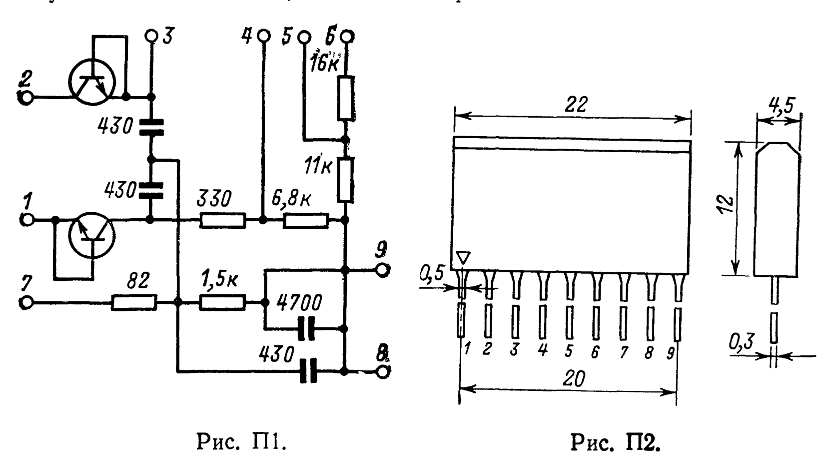


Рис. П1.

Рис. П2.

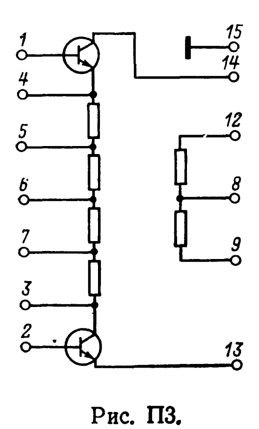


Рис. П3.

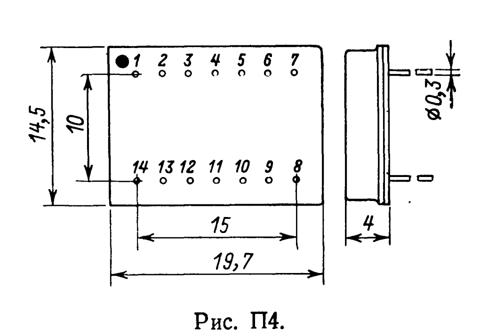


Рис. П4.

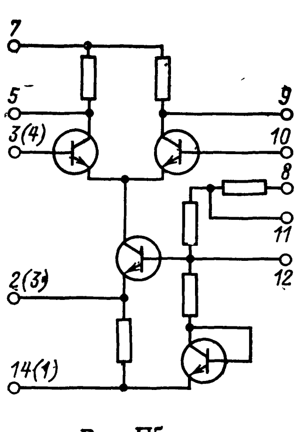


Рис. П5.

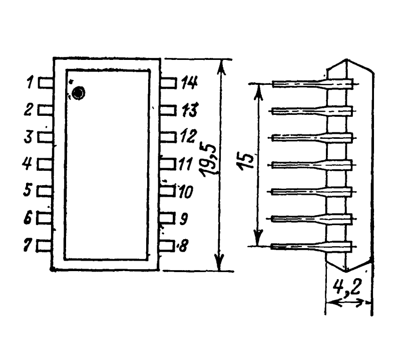


Рис. П6.

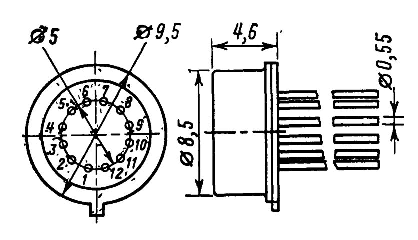


Рис. П7.

Детектор частотный К2ДС241 (рис. П1, П2). Балансный детектор в диапазоне частот 6—20 МГц; выводы *1*, *2* — вход суммы и разности напряжений сигнала и гетеродина относительно вывода *7*: вывод *3* соединить с выводом *5* через переменный резистор 1 кОм; выводы *6*, *8* — земля; вывод *9* — выход низкой частоты.

Усилитель балансный К2УС284 (рис. П3, П4). Балансный детектор: выводы *1*, *2* — вход относительно земли суммы и разности напряжений сигнала и гетеродина; выводы *3*, *4* или *5*, *7* соединить

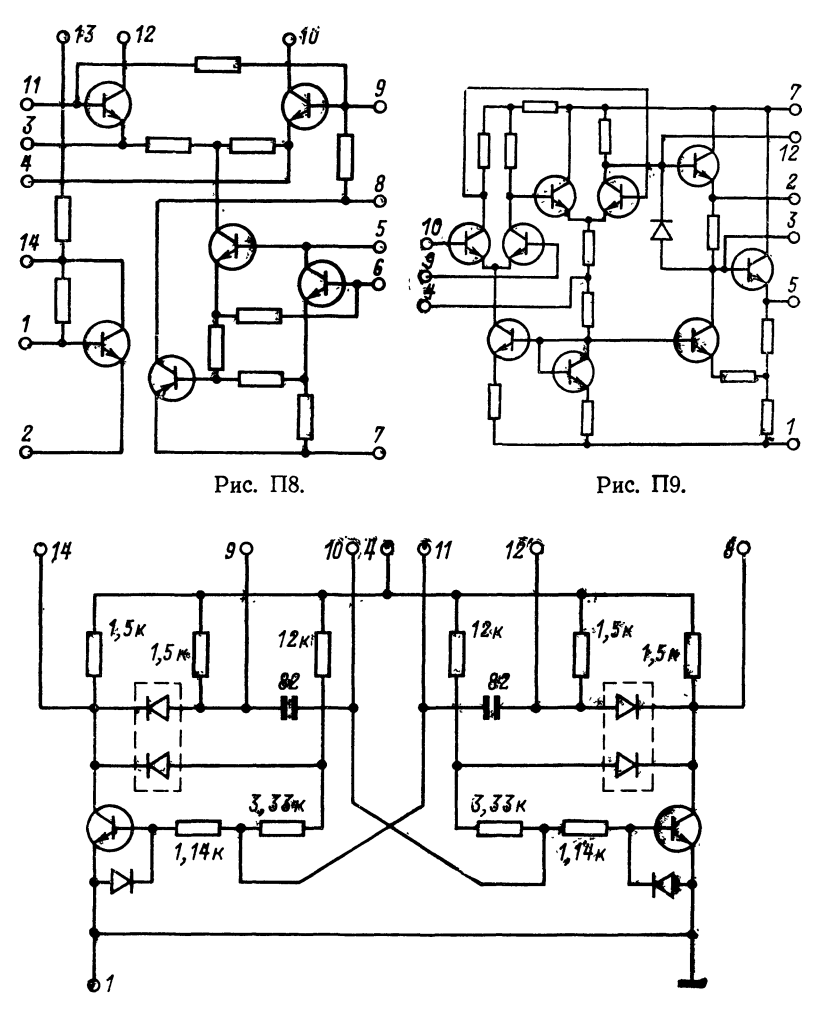


Рис. П8.

Рис. П9.

Рис. П10.

между собой; вывод *6* — —6,3 В; вывод *8* — +6,3 В; выводы *9*, *13*, *12*, *14* — выходы схемы.

Верхний (по схеме) элемент кольцевого параметрического детектора (см. рис. 27): выводы *1*, *2* — симметричный вход напряжения сигнала; выводы *3*, *4* или *5*, *7* — вход тока i_2 или i_4; вывод *8* — +12,6 В, выводы *9*, *13*, *12*, *14* — выходы схемы.

Нижний (по схеме) элемент кольцевого параметрического детектора: выводы *1*, *2* — симметричный вход напряжения гетеродина; выводы *3*, *4* или *5*, *7* соединить между собой; вывод *6* — 12,6 В; вывод *13* — выход тока i_2; вывод *14* — выход тока i_4.

Усилитель однокаскадный дифференциальный К1УТ181 (рис. П5, П6), К1УТ221 (рис. П5, П7). Балансный детектор: выводы *3*, *10* (*4*, *10*) — вход относительно земли суммы и разности напряжений сигнала и гетеродина; выводы *5*, *9* — симметричный выход; выводы *7*, *8* (*7*, *11*) — +6,3 В; вывод *14* (*1*) — —6,3 В.

Нижний (по схеме) элемент кольцевого параметрического детектора (см. рис. 27): выводы *3*, *10* (*4*, *10*) — симметричный вход напряжения гетеродина; вывод *5* — выход тока i_2; вывод *9* — выход тока i_4; выводы *7*, *8* (*7*, *11*) — земля; вывод *14* (*1*) — —12,6 В.

Усилитель ВЧ и преобразователь в трактах АМ К2ЖА371 (рис. П8, П6). Усилитель высокой частоты, управляемый *LC*-гетеродин и детектор в диапазоне частот до 20 МГц: вывод *1* — вход ВЧ через конденсатор; выводы *2*, *7* — земля; выводы *3* и *4*, *6* и *8*, *11* и *14* соединить через конденсатор; вывод *5* соединить с отводом катушки колебательного контура гетеродина; вывод *8* соединить с колебательным контуром гетеродина и через конденсатор с землей; вывод *9* соединить через резистор с напряжением +6,3 В и через конденсатор с землей; выводы *10*, *12* — симметричный выход, подать через резисторы напряжение +6,3 В; вывод *13* — вход АРУ (0÷+6 В).

Усилитель операционный на полосу частот до МГц К1УТ401А(Б) (рис. П9, П7). Усилитель высокой частоты, активный ФНЧ, УПТ в петле ФАПЧ: вывод *1* — —6,3 В (—12,6 В); вывод *4* — общий; вывод *5* — выход; вывод *7* — +6,3 В (+12,6 В); вывод *9* — инвертирующий вход; вывод *10* — неинвертирующий вход.

Мультивибратор с самовозбуждением К2ГФ181 (рис. П10, П4). Делитель частоты и *RC*-гетеродин в диапазоне до 0,6 МГц: вывод *1* — земля; вывод *4* — +6,3 В; выводы *8*—*12*, *14* — выходы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бунимович С. Г., Яйленко Л. П.** Техника любительской однополосной связи. М., изд-во ДОСААФ, 1970, 312 с. с ил.

2. **Терентьев Р.** УКВ приемник с электронной настройкой и автоподстройкой частоты. — «Радио», 1969, № 8, с. 29, 30.

3. **Родионов Я. Г., Оленев Н. А., Лексудеев Н. В.** Следящая настройка в радиовещательных приемниках. — «Радио», 1959, № 10, с. 37—38, 41.

4. **Верзунов М. В.** Однополосная модуляция в радиосвязи. М., Воениздат, 1972, 296 с. с ил.

5. **Кантор Л. Я.** Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ-сигналов. М., «Связь», 1967, 256 с. с ил.

6. **Момот Е. Г.** Проблемы и техника синхронного радиоприема. М., Связьиздат, 1961, 172 с. с ил.

7. **Чудаков И. М.** Частотная модуляция с помощью емкостей *p-n* переходов. М., «Связь», 1968, 108 с. с ил.

8. **Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А.** Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972, 448 с. с ил.

9. **Дедюкин Г. В., Модестов Л. А.** Охота за дальними телецентрами. М., «Знание», 1964, 111 с. с ил.

10. **Добыш Г.** Максимальная чувствительность телевизора. — «Радио», 1963, № 9, с. 24—27.

11. **Екимов В. Д., Павлов К. М.** Проектирование радиоприемных устройств. М., «Связь», 1970, 504 с. с ил.

12. **Метузалем Е. В., Рыманов Е. А.** Приемные телевизионные антенны. М., «Энергия», 1968, 48 с. с ил.

13. **Павлов Б. А., Майборода И. Е.** Высоковольтный стабилизатор. — «Радио», 1972, № 8, с. 54.

14. **Павлов Б. А.** Тракт изображения для миниатюрного телевизора. — «Радио», 1974, № 5, с. 30.

15. **Поляков В.** SSB — приемник прямого преобразования. — «Радио», 1974, № 10, с. 22—23.

16. **Сотников С. К.** Дальний прием телевидения. М., «Энергия», 1968, 88 с. с ил.

17. **Сотников С. К.** Сверхдальний прием телевидения. М., «Энергия», 1967. 104 с. с ил.

18. **Белоусов А. П.** Расчет коэффициента шума радиоприемников. М., «Оборонгиз», 1959, 135 с. с ил.

19. **Голубев В. Н.** Частотная избирательность радиоприемников АМ-сигналов. М., «Связь», 1970, 199 с. с ил.

20. **Князев А. Д., Пчелкин В. Ф.** Проблемы обеспечения совместной работы радиоэлектронной аппаратуры. — «Современная радиоэлектроника», 1971, вып. 6, 200 с. с ил.

21. **Покровский Н. Б.** Расчет и измерение разборчивости речи. М., Связьиздат, 1962, 392 с. с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 24 коп.

Цена 24 коп.